RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

Erster Bericht von der Leipziger Messe 1955

4. JAHRG.  5 MÄRZ 1955



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN W 8

Titelbild:

Um die zahlreichen Platzwünsche aller in- und ausländischen Aussteller zu erfüllen, wurde das Gelände der Technischen Messe zur Leipziger Frühjahrsmesse um 20000 m² erweitert.

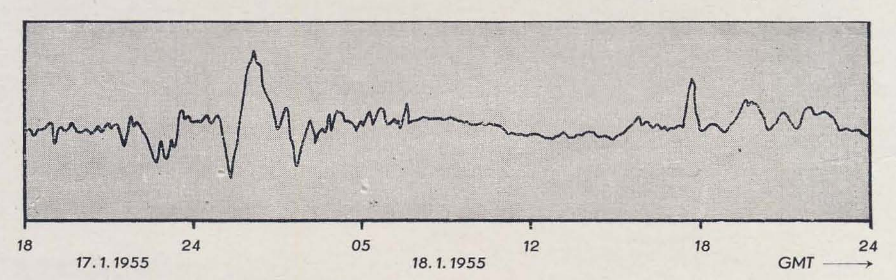
Die Kurzwellenausbreitung vom 15. 1. bis 14. 2. 1955 und Vorschau für März 1955

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Ausbreitungsbericht

Nach der verhältnismäßig langen störungsfreien Periode trat am 18. 1. in den frühen Morgenstunden wieder eine recht kräftige Ionosphärenstörung ein, wobei die Grenzfrequenzen am 18. 1. zunächst stark absanken und nur allmählich bis etwa zum 23. 1. wieder normale Werte annahmen. Beim Vergleich mit der Vorhersage ist zu bedenken, daß diese stets nur ein Monatsmittel der zu erwartenden Mittags- bzw. Nachttiefstwerte der F_2-Grenzfrequenzen angibt. Da schon im Januar eine steigende Tendenz infolge des höheren Sonnenstandes besteht, die noch durch die steigende Sonnenaktivität unterstützt wird, bedeuten diese Abfälle des Mittagswertes auf 5,4 oder 5,5 MHz und des Nachttiefstwertes auf 1,4 bis 1,5 MHz schon eine beachtliche Störung.

Solche Ionosphärenstörungen sind im allgemeinen eine Folge des Einfalls solarer Korpuskeln in die hohe Atmosphäre. Diese Korpuskeln sind elektrisch geladene Elementarteilchen, die aus Gebieten der Sonnenoberfläche, meist in der Nähe der Sonnenflecken, herausgeschleudert werden. Sie werden vom Magnetfeld der Erde so abgelenkt, daß sie hauptsächlich in einer ringförmigen Zone um die magnetischen Pole der Erde in die Polarlichtzone einfallen. Je nach der Intensität des Korpuskeleinbruchs breitet sich die Ionosphärenstörung mehr oder weniger weit nach Süden aus. In der Nähe der Polarlichtzone sind die Ionosphärenstörungen ungleich häufiger als in niederen Breiten. Meist einige Stunden vor dem Einsatz der Störung beginnt die Intensität des Erdmagnetfeldes infolge des Korpuskeleinfalles zu schwanken. Die Abbildung zeigt eine Registrierung der Intensität der Deklination in Niemegk kurz vor und während des Ionosphärensturmes, woraus die starken Schwankungen in der Nacht vom 17. bis 18. 1. deutlich zu erkennen sind, während in der Zeit von 8 bis 13 Uhr GMT etwa normale Schwankungen registriert wurden. Die Schwankungen werden durch sogenannte „erdmagnetische Kennziffern", die alle drei Stunden ermittelt werden, charakterisiert. Ihre Werte nehmen mit wachsender Sonnenaktivität zu. Wie nach dem oben Gesagten zu erwarten war, lagen die erdmagnetischen Kennziffern während der ionosphärisch gestörten Tage ebenfalls recht hoch. Während bis zum 8. 2. die Mittagswerte und die Nachttiefstwerte normal oder nur wenig unternormal waren, lagen sie am 9. 2. mittags und in der folgenden Nacht wieder so niedrig, daß man von einer mittleren Störung sprechen kann. Die Nächte zum 10. und 12. 2. waren ebenfalls leicht gestört. Am 13. 2. setzte gegen Abend wieder eine stärkere Störung ein, die noch am 14. 2. andauerte. Das ist fast genau 27 Tage nach der Störung vom 18. 1., ein Zeitraum, in dem sich die Sonne gerade einmal um ihre Achse gedreht hat. Damit scheint das korpuskular strahlende Gebiet auf der Sonne, das bereits die Störung am 17. 1. hervorrief, eine Umdrehung der Sonne überdauert zu haben. Diese Erscheinung ist besonders im Sonnenfleckenmaximum ziemlich häufig zu beobachten, und man kann daraus sogar mit einer gewissen Sicherheit Ionosphärenstörungen vorhersagen. Allerdings gibt es natürlich auch strahlende Gebiete, die nach einer Sonnenrotation, also nach 27 Tagen, schon abgeklungen sind und keine Störung mehr hervorrufen. Die starken Dämpfungsschwankungen sind infolge der abklingenden winterlichen Verhältnisse sehr zurückgegangen. Die sporadische E-Schicht (E_s) trat selten und mit geringer Intensität auf.



Registrierung der erdmagnetischen Deklination am erdmagnetischen Observatorium Niemegk

Vorschau für März

Der März zeigt bereits merklichen Übergangscharakter. Das mittägliche Maximum der F_2-Grenzfrequenz verbreitert sich erheblich, besonders abends ist der Abfall zu nächtlichen Werten stark verzögert. Die Mittagswerte der F_2-Grenzfrequenzen werden sich in ihrer Höhe nicht wesentlich ändern und für senkrechten Einfall bei 6,0 bis 6,5 MHz liegen. Die Nachttiefstwerte müßten ansteigen, da jedoch der für Februar angegebene Wert etwas hoch angenommen war, werden sie im März jetzt bei etwa 2,2 bis 2,5 MHz liegen. Die Schwankungen der Tagesdämpfung werden voraussichtlich nicht sehr erheblich sein, während die Intensität der sporadischen E-Schicht möglicherweise ansteigt.

Die Hinweise für die Kurzwellenamateure können wir leider diesmal noch nicht auf andere Gebiete ausdehnen, es wird aber an ihrer Erweiterung gearbeitet.

Nordamerika kann im 21-MHz-Band um Sonnenuntergang herum mit etwas Glück erreicht werden, ebenso im 14-MHz-Band nachmittags. Im 7-MHz-Band ist Nordamerika von Mitternacht bis Sonnenaufgang, am besten in der Zeit von 1 bis 3 Uhr, zu erreichen, auf 3,6 MHz dürfte nur mit stärkeren Sendern in den frühen Morgenstunden eine Verbindung herzustellen sein. Ostasien kann in Ausnahmefällen auf 21 MHz über Mittag, auf 14 MHz schon leichter während des Tages und auf 7 MHz mit relativ guten Aussichten von Sonnenuntergang bis etwa Mitternacht erreicht werden. Auf 3,6 MHz ist auch kurz vor Mitternacht selbst mit starken Sendern kaum ein Erfolg zu erwarten.

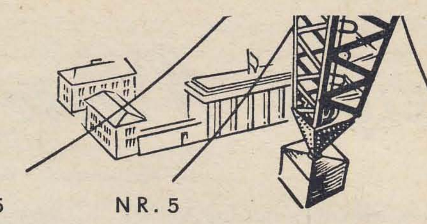
Für größere Entfernungen in Europa kann man gelegentlich über Mittag auf 14 MHz eine Verbindung erzielen. Im übrigen ist im 7-MHz-Band hier tagsüber mit Ausnahme der Mittagsstunden wohl am günstigsten zu arbeiten. In der Nacht ist dieses Band kaum brauchbar, während sich im 3,6-MHz-Band schon die Dämpfung stark bemerkbar macht.

Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Gerhard Kegel

Chefredakteur: Rudolf Nehring, verantwortlicher Fachredakteur: Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3, Fernruf: 67 87 41, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — Anzeigenannahme: Verlag „Die Wirtschaft", Berlin W 8, Französische Straße 53—55, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — Druck: Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Auszüge und Übersetzungen nur mit Quellenangabe gestattet. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM.
Zuschriften an Redaktion „Radio und Fernsehen", Berlin-Treptow, Puschkinallee 3.

RADIO UND FERNSEHEN

4. JAHRGANG 1. MÄRZHEFT 1955 NR. 5



Die Wahrheit reist ohne Visum

Zum 55. Geburtstag von Frédéric Joliot-Curie

Die friedliche Ausnutzung der Atomenergie wird es der Menschheit ermöglichen, viele Träume zu verwirklichen. Zur gleichen Zeit aber bedrohen atomare Waffen das Leben der Völker. Es ist eine der dringendsten Aufgaben unserer Zeit, alles zu tun, damit die Atomenergie nur noch friedlichen Zwecken dient. Im Weltfriedensrat kämpfen verantwortungsbewußte Männer und Frauen aller Völker und aller Weltanschauungen für dieses große Ziel. An seiner Spitze steht Frédéric Joliot-Curie, einer der bedeutendsten Wissenschaftler der Gegenwart. Sein Leben dient der Wissenschaft und dem Kampf gegen Unterdrückung und Krieg.

Am 19. März 1900 wird Frédéric Joliot-Curie im 16. Pariser Bezirk geboren; er besucht das Gymnasium und wird Ingenieur. Am chemisch-physikalischen Institut ist Paul Langevin sein Physikprofessor, durch den er zum erstenmal mit politischen Fragen in Berührung kommt. Doch unwiderstehlich treibt es Joliot zur Forschung. Sein Jugendtraum geht in Erfüllung, als er in das Laboratorium von Marie Curie kommt, der berühmten Frau, die gemeinsam mit Pierre Curie das Radium entdeckte, und die entscheidend an der Erforschung der Atomkerne mitgearbeitet hatte. Hier lernt er bei gemeinsamer Arbeit Iréne Curie kennen, die im Oktober 1926 seine Frau wird. Unter dem Namen des Ehepaares Joliot-Curie erscheinen in den kommenden Jahren bedeutende Beiträge zur Atomkernphysik und zu den Problemen der Radioaktivität. 1934 gelingt dem Forscherehepaar die Entdeckung der künstlichen Radioaktivität.

1928 beginnen die Joliot-Curies mit der Erforschung von Reaktionen, die durch den Beschuß von Atomkernen mit Alphateilchen hervorgerufen werden. Sie können mit dem künstlich radioaktiven Phosphor den ersten nicht in der Natur vorkommenden radioaktiven Stoff darstellen. Diese Entdeckung war die Grundlage für die breite Anwendung der Kernphysik auf vielen Gebieten der Wissenschaft und Technik. 1935 wird an Iréne und Frédéric Joliot-Curie in Stockholm der Nobelpreis für Physik verliehen. Das ist eine der höchsten wissenschaftlichen Auszeichnungen, aber Joliot-Curie begnügt sich nicht mit diesen Erfolgen. Er sucht einen Weg, um die in den Atomkernen enthaltene Energie für technische Zwecke nutzbar zu machen.

1939 findet Joliot-Curie gemeinsam mit Halban, Kowarski und Perrin in Weiterführung von bahnbrechenden Untersuchungen der deutschen Forscher Hahn, Meitner und Strassmann einen geeigneten Prozeß. Bei der Spaltung des Urankerns 235 durch Neutronenbeschuß werden jeweils bis zu drei neue Neutronen befreit, die andere Kerne spalten können. Es entsteht ein Kettenprozeß, eine lawinenartige Spaltung der gesamten Uranmasse. Ihr Patent über die Gewinnung von Atomenergie übergeben die Gelehrten kostenlos dem Staatlichen Wissenschaftlichen Forschungsinstitut in Paris.

Aber bei der wissenschaftlichen Arbeit bewegt das Forscherehepaar Joliot-Curie die tiefe Sorge um den Frieden. Bereits 1934 tritt Frédéric Joliot-Curie nach einer Reise in die Sowjetunion gegen den Faschismus auf. Vom ersten Tag des zweiten Weltkrieges an beteiligt er sich aktiv am Kampf gegen Hitler. Er sorgt dafür, daß 200 Liter schweres Wasser — der gesamte Vorrat Frankreichs — durch seine Mitarbeiter über Bordeaux nach England gebracht und dem Zugriff der deutschen Armeen entzogen werden. Als Frankreich besetzt ist, schließt sich Frédéric Joliot-Curie der Widerstandsbewegung an. In seinem Laboratorium, das von der SS bewacht wird, stellt er Sprengstoff für den Maquis her. Als Mitarbeiter und Freunde von ihm zum Tode verurteilt und hingerichtet werden, tritt er in der Illegalität der Kommunistischen Partei Frankreichs bei.

Nach der Befreiung Frankreichs wird Frédéric Joliot-Curie in Anerkennung seines Kampfes in der Widerstandsbewegung Kommandeur der Ehrenlegion. Mit Leidenschaft geht er an den Wiederaufbau Frankreichs. Als französischer Hochkommissar für Atomenergie nimmt er die 1940 unterbrochene Arbeit wieder auf und errichtet im Fort von Chatillon den ersten französischen Atomreaktor „Zoé". Am 15. Dezember 1948, 12 Uhr 12 Min., beginnt die Atombatterie zu arbeiten. Einen Tag darauf, am 16. Dezember, schreibt die „New York Herald Tribune": „Das anglo-amerikanische Monopol der Atomenergie hat gestern mittag 12 Uhr 12 Min. zu bestehen aufgehört". Das läßt die US-Atomstrategen nicht ruhen. Unter ihrem Druck enthebt die französische Regierung gegen den Protest des französischen Volkes und der Weltöffentlichkeit den „Kommunisten" Frédéric Joliot-Curie seines Postens als Hochkommissar für Atomenergie. Aber Joliot-Curie gibt den Kampf nicht auf. Er hat längst erkannt, daß in einem neuen Krieg die Erfolge der Kernphysik für die Vernichtung der Völker mißbraucht werden sollen, und er weiß, daß es nur ein Mittel gibt, das zu verhindern: die geballte Kraft der Menschen, die den Frieden lieben. 1949 wird er zum Präsidenten des Weltfriedensrates gewählt. Zäh und unerschrocken kämpft er gegen Schikane und Verleumdung. 1951 überreicht ihm der weltbekannte sowjetische Höhenstrahlenphysiker, Akademiemitglied Skobelzin, den Internationalen Stalinpreis. Der bekannte englische Physiker, Prof. John Bernal, schreibt über Frédéric Joliot-Curie: „Wir ehren in diesem Mann mehr als nur den Gelehrten, der den Schlüssel zur Freimachung der Atomenergie gefunden hat. Wir verehren den Menschen, den einzigen unter den großen Wissenschaftlern, der sich mutig, unbestechlich und vorbehaltlos dafür eingesetzt hat, daß diese ungeheure Energie für das Wohl der Menschen nutzbar gemacht wird".

Dipl.-Physiker Bertram Winde

Nachrichten

● Mit Wirkung vom 1. Januar 1955 wurden das bisherige Post- und Fernmeldetechnische Zentralamt sowie das Zentralinstitut für Funktechnik zum Institut für Post- und Fernmeldewesen zusammengefaßt. Der Sitz dieses Institutes, das dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen untersteht, ist in Berlin. Die Fachgruppe Elektronenröhren und die Abteilung Schallaufzeichnung des bisherigen Zentralinstitutes für Funktechnik sind dem Verantwortungsbereich des Ministeriums für Maschinenbau eingegliedert worden. Entsprechend dem Statut des Institutes bestehen seine Aufgaben darin, die betriebswissenschaftlichen Grundlagen zu erarbeiten und die technisch-wissenschaftlichen Untersuchungen durchzuführen, die zur Weiterentwicklung des Post-, Fernmelde- und Funkbetriebes erforderlich sind.

● Gegenwärtig wird in der Tschechoslowakei die Eröffnung eines zweiten Fernsehzentrums vorbereitet. Unter Berücksichtigung aller bisherigen Erfahrungen wird das in Bratislava errichtete Fernsehzentrum die beste technische Ausrüstung erhalten. Für nächstes Jahr ist die Inbetriebnahme eines dritten Fernsehsenders im mährischen Industriezentrum Ostrava vorgesehen.

● Unter der Typenbezeichnung LD 452 AB bringt die Deutsche Philips GmbH einen leistungsfähigen AM/FM-8(10)-Kreis-Koffersuper heraus. Das Gerät ist mit sieben Röhren, zwei Germaniumdioden und einem kombinierten Hoch-Niedervoltselennetzgleichrichter ausgerüstet und für Batterie- und Netzbetrieb geeignet. Der FM-Teil ist mit drei Stufen und einem Ratiodetektor aufgebaut. Als Lautsprecher wird ein Duo-Ovallautsprecher mit den Abmessungen 100 × 150 mm eingesetzt.

● Einem aus Mitarbeitern des Mansfeldkombinates und des Gleichrichterwerkes Großräschen HV-RFT gebildeten Forschungskollektiv gelang es, aus dem Kupferschlamm vom Mansfeldkombinat hochwertiges Selen zu gewinnen. Dieser bisher überwiegend aus Schweden eingeführte wertvolle Rohstoff wurde von den USA auf die Embargoliste gesetzt. Nach Berichten aus dem volkseigenen Betrieb ist das Großräschener Erzeugnis dem schwedischen Selen ebenbürtig, für seine Gewinnung sind nur ein Zwölftel der für den Import bisher notwendigen Kosten erforderlich. Zu den ständigen Kunden des Werkes gehören die Sowjetunion, Volkschina und alle Länder der Volksdemokratie. Darüber hinaus bemühen sich Firmen aus dem kapitalistischen Ausland um Gleichrichter aus der Deutschen Demokratischen Republik, deren Qualität dem Weltstandard entspricht.

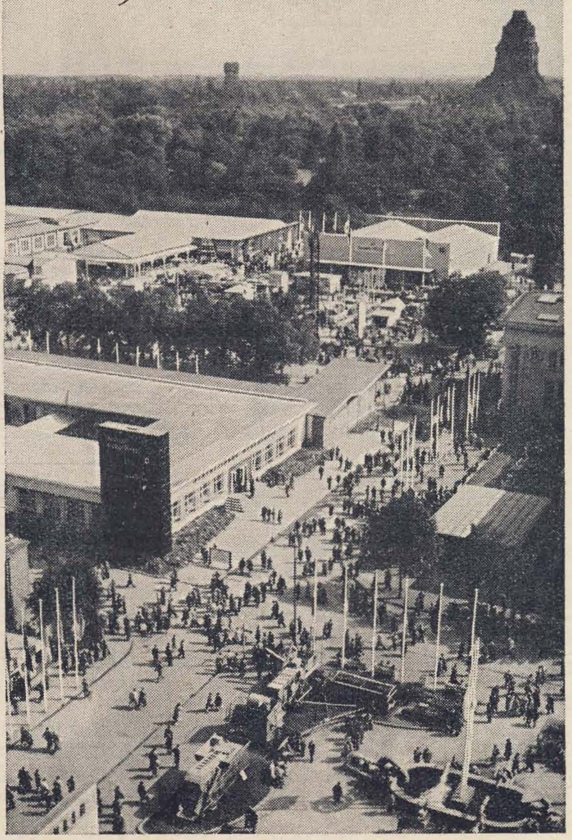
● Dr.-Ing. Friedrich Hagans, Verdienter Erfinder des Volkes, stellt in seinem Erfurter Handwerksbetrieb das Tonbandaufsatzgerät „Multivox" nunmehr fast ausschließlich aus Kunststoffen her. Nach einigen durch den neuen Werkstoff bedingten konstruktiven Veränderungen konnte der Preis für das Gerät gesenkt werden, das nunmehr auch in seinem Äußeren formschöner gestaltet wurde.

● Mit seiner Antenne wird der Stuttgarter Fernsehturm eine Höhe von 214 Metern erreichen. Als Architekt für dieses Bauunternehmen ist der Stuttgarter Bauunternehmer Fritz Leonhardt verantwortlich. Zum ersten Male wird hier ein Turm als Spannbetonkonstruktion gebaut. Der Stuttgarter Fernsehturm soll im nächsten Sommer seiner Bestimmung übergeben werden.

● Die große englische Radioschau ist für die Zeit vom 24. August bis 3. September dieses Jahres in London, Earl's Court, vorgesehen, während in der Zeit vom 26. März bis 3. April in Antwerpen ein Fernsehsalon durchgeführt wird. Außerdem finden in London und Paris Ausstellungen für Rundfunkeinzelteile statt. Für die Pariser Ausstellung im Port de Versailles ist die Zeit vom 11. bis 15. April bekanntgegeben worden. Die englischen Aussteller sind vom 19. bis 21. April im Grosvenorhouse, Park Lane, vertreten.



Leipziger Messe 1955



Der Ruf der Messestadt Leipzig als Zentrum eines weltweiten Handels hat, wie es die diesjährige Frühjahrsmesse zeigte, an Bedeutung gewonnen. Bewiesen wurde diese Tatsache durch die größere Teilnahme des kapitalistischen Auslandes, insbesondere aber Westdeutschlands. Fast alle diese Länder erweiterten in diesem Jahr ihre Austellungsflächen. Um dieser Forderung nachzukommen, vergrößerte man das Freigelände auf der Technischen Messe um rund 20000 m². Die Sowjetunion entsprach einem Wunsch des Messeamtes und stellte eine bedeutende Fläche ihres Pavillons zugunsten anderer ausländischer Firmen zur Verfügung. Dennoch trat die UdSSR gegenüber dem vergangenen Jahr mit einem weit größeren Angebot an Erzeugnissen ihres Landes auf. Berücksichtigen wir ferner die Drosselung des Welthandels durch die amerikanische Embargopolitik, so zeigte gerade die Frühjahrsmesse unmißverständlich, daß der Widerstand der kapitalistischen Länder, Westdeutschland mit einbegriffen, gegenüber der amerikanischen Bevormundung zugenommen hat. So war allein die westdeutsche Eisen- und Stahlindustrie durch 58 große Unternehmen vertreten. Hinzu kamen weitere 100 Firmen des westdeutschen Maschinenbaues sowie zahlreiche Aussteller der chemischen- und Leichtindustrie.

Den Werktätigen der Deutschen Demokratischen Republik bot die Frühjahrsmesse 1955 das großartige Bild unserer eigenen industriellen wie auch handwerklichen Leistungsfähigkeit. Hier sahen sie die Ergebnisse ihres Schaffens und Wirkens, die Güter, die durch ihre Arbeit entstanden waren. Dank der schöpferisch wirksamen Kräfte unserer Arbeiter, Bauern, Ingenieure und Wissenschaftler konnte auch die Regierung der Deutschen Demokratischen Republik in diesem Jahr auf der Leipziger Messe für den Internationalen Handel Verträge bis zu insgesamt 450 Millionen DM anbieten.

Noch lassen sich die Ergebnisse der Leipziger Messe in ihrem Gesamtumfang nicht bestimmen. Eine Tatsache wurde jedoch auf der Frühjahrsmesse jedem offenbar: Leipzig weist den Weg zu einem friedlichen Handelsverkehr mit der ganzen Welt. Der Ruf dieser alten deutschen Messestadt als Mittlerin zwischen Ost und West ist gerechtfertigt. Leipzigs wahre Bestimmung aber ist es, die Messestadt eines geeinten, friedliebenden und demokratischen Deutschlands zu sein.

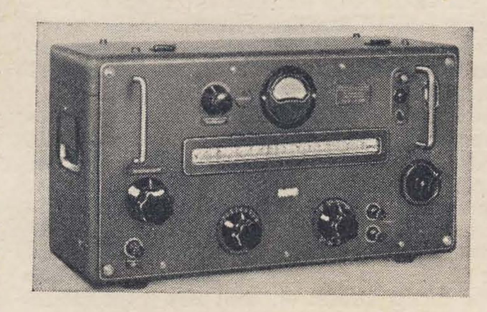
MESSTECHNIK

Auch in diesem Jahr hat die Meßgeräteproduktion einen großen Anteil an der Gesamtproduktion aller volkseigenen Betriebe der HV-RFT. Das ist kein Zufall, da gerade in der Funktechnik, mehr als auf anderen Gebieten der Technik, die Entwicklung insbesondere durch eine experimentelle Forschung vorangetrieben wird. Die großen Fortschritte sind deshalb nicht zuletzt auch Erfolge der Ingenieure und Techniker unserer Meßgeräteindustrie. Einen umfassenden Überblick verschafften den Besuchern die zahlreichen anläßlich der Frühjahrsmesse ausgestellten Meßgeräte, die im allgemeinen eine weitere Steigerung der Qualität aufweisen. Verschiedene nennenswerte Neuentwicklungen ergänzten das bisher Gebotene, so daß eine ausführliche Beschreibung aller an den Messeständen gezeigten Meßgeräte wegen der Vielzahl in diesem Rahmen nicht möglich ist. Bis auf wenige Ausnahmen sollen deshalb im Messebericht nur Neuheiten behandelt werden.

● Wie in den Vorjahren zeigte der VEB FUNKWERK ERFURT HV-RFT auch zur diesjährigen Messe in Leipzig ein interessantes und umfangreiches Programm der wichtigsten Prüf- und Meßeinrichtungen, die in der HF-, NF- und Fernmeldetechnik benötigt werden. Sämtliche Erzeugnisse ließen erkennen, daß sich die Werktätigen des volkseigenen Betriebes in Erfurt erfolgreich bemüht haben, sowohl die Wünsche der Werkstattbetriebe als auch die Anforderungen der Prüffelder und Laboratorien zu erfüllen. Außer den bereits in den vorjährigen Messeberichten beschriebenen Meßeinrichtungen: Direktanzeigender Klirrfaktormesser Typ 207, TF-Pegelmesser Typ 275, Induktivitätsmeßgerät Typ 273, Teraohmmeter Typ 1001, Gütefaktormesser Typ 181, Verlustwinkelmeßgerät Typ 193, HF-Leistungsgenerator Typ 2001, UKW-Leistungsgenerator Typ 2002, UKW-Frequenzhubmesser Typ 185 und Ultraschalldickenmesser Typ 611 sollen im folgenden einige Weiterentwicklungen und Neukonstruktionen kurz erwähnt werden.

RC-Generator Typ 191

Der nach einer Wienschaltung ausgeführte RC-Generator Typ 191 wurde besonders für die Meßaufgaben der Trägerfrequenztechnik entwickelt. Weiterhin kann er auch mit Vorteil in Prüffeldern und Laboratorien der allgemeinen Nachrichtentechnik verwendet werden. Das gesamte Frequenzband von 300 Hz bis 300 kHz ist in fünf Teilbereiche aufgeteilt, um eine hohe Einstellgenauigkeit zu erzielen. Die große Trommellinearskala ermöglicht ein schnelles und eindeutiges Ablesen der eingestellten Frequenz. Der Ausgangspegel ist zwischen +2 und —6 N für 600 bzw. 150 Ω lückenlos einstellbar. An einem Innenwiderstand von etwa 5 Ω lassen sich die Pegel +0,7 N und 0 N einstellen. Ein in Neper geeichtes Röhrenvoltmeter dient als Ausgangspegelmesser mit einem Ablesebereich von —2 bis +0,2 N. Entsprechend den Angaben des Herstellerwerkes ist der Klirrfaktor des Gerätes ≦ 1,5%. Durch eine besondere Regeleinrichtung wird die Amplitude der Generatorspannung stabilisiert und über den gesamten Frequenzbereich konstant gehalten.



RC-Generator Typ 191

Rauschmeßgenerator Typ 5001

Zur DIN-Messung von Bauelementen wurde vom VEB Funkwerk Erfurt HV-RFT bereits 1954 ein Rauschmeßverstärker Typ 5001 entwickelt. Er eignet sich zum Messen von Rauschspannungen an Widerstandskontaktbauelementen, Halbleitern usw. Es können Rauschspannungen von 1 μV bis 100 μV gemessen werden. Aus dem Rauschspektrum wird gemäß den Angaben im DIN-Blatt 41400 ein Frequenzband von 10 kHz ausgesiebt. Die Frequenzgrenzen liegen bei 25 und 35 kHz. Der weiterentwickelte Meßverstärker ist das erste Gerät einer Meßgerätereihe zum Messen von Bauelementen entsprechend den DIN-Vorschriften.

Kapazitätsmeßgerät Typ 1005

Die einschlägigen DIN-Blätter für Keramikkleinkondensatoren schreiben für die Prüfung eine Meßfrequenz von 1 MHz vor. Bisher fehlte im Meßgeräteprogramm der RFT ein geeignetes Meßgerät für diese Prüfungen. Das neue Kapazitätsmeßgerät Typ 1005 schließt diese Lücke und erweitert gleichzeitig die neue Meßgerätereihe für die DIN-Prüfung von Bauelementen. Es können Kapazitäten von 1 bis 10000 pF in vier Bereichen gemessen werden. Eine große übersichtliche Trommellinearskala erlaubt ein schnelles und eindeutiges Ablesen des ermittelten Kapazitätswertes. Das Gerät arbeitet nach dem Resonanzverfahren.



Kapazitätsmeßgerät Typ 1005

LCR-Präzisionsmeßbrücke Typ 1008

Bei der LCR-Präzisionsmeßbrücke Typ 1008, einer Weiterentwicklung der RFT-LCR-Präzisionsmeßbrücke Typ 1002, wurde durch auswechselbare Filter eine bessere Abstimmung beim Messen eisenhaltiger Spulen erreicht. Beim Messen von Spulen mit weichmagnetischem Kernmaterial entstehen ungeradzahlige Oberwellen, die eine Minimumstrübung bewirken und so eine eindeutige Anzeige erschweren. Durch die oben erwähnten Filter erfolgt eine Unterdrückung dieser Oberwellen. Um die äußeren Abmessungen des Gerätes beibehalten zu können, wurden die Filter als auswechselbare Einschübe konstruiert. Bei den drei Meßfrequenzen 80/800/8000 Hz reicht der Induktivitätsmeßbereich von 100 μH bis 122,2 H und der Kapazitätsmeßbereich von 100 pF bis 122,2 μF, wobei die Meßunsicherheit $\pm$ 0,5 % erreicht wird. Widerstandsmessungen mit Gleichstrom können mit der gleichen Meßunsicherheit zwischen 1 Ω und 1,222 MΩ vorgenommen werden.

Rechteckwellengenerator Typ 2008

In Verbindung mit einem geeigneten Oszillografen läßt sich der bereits im Vorjahr gezeigte Rechteckwellengenerator Typ 2008, der in seiner Frequenz zwischen 50 Hz und 500 kHz variabel ist, für folgende Meßaufgaben verwenden:

1. Bestimmung des Amplituden- und Phasengänges von linearen Übertragungssystemen, zum Beispiel von Verstärkern und Vierpolen.
2. Prüfung von Fernsehübertragungssystemen auf Einschwingen, Überschwingen und Reflexion. Damit ist ohne Testbild die Möglichkeit gegeben, die Güte einer Fernsehübertragungseinrichtung festzustellen.

Der Rechteckwellengenerator, dessen Anstiegszeit an der oberen Frequenzgrenze kleiner als 30 ns ist, gestattet damit in Fernsehübertragungseinrichtungen Anstiegszeiten ab 50 ns zu messen. Durch die geringe Dachschräge bei 50 Hz, die kleiner als 5 % ist, können bereits geringe Phasendrehungen an der unteren Frequenzgrenze nachgewiesen werden. Die Ausgangsspannung, die max. 3 V_{ss} beträgt, kann bis auf 10 mV geteilt werden. Die Ausgangsimpedanz beträgt 70 Ω.

Um stehende Bilder zu erzielen, kann der Generator von außen synchronisiert werden.

Fernmeldemeßkoffer Typ 4004

Der Fernmeldemeßkoffer Typ 4004, eine Weiterentwicklung des bisherigen Typs 244, enthält die wichtigsten Meßschaltungen für Prüfungen an Fernmeldeanlagen. Mit wenigen einfachen Handgriffen lassen sich die an Übertragungssystemen häufig vorkommenden Messungen, wie zum Beispiel Senden des Normalpegels, Pegel-, Dämpfungs-, Verstärkungs-, Schleifen- und Scheinwiderstandsmessungen, ausführen. Darüber hinaus leistet der Meßkoffer auch bei der Fehlersuche und -eingrenzung durch seine vielseitigen Meßmöglichkeiten gute Dienste. Handliche Abmessungen und geringes Gewicht machen das Gerät für Streckenmessungen besonders geeignet. Entsprechend den Empfehlungen des CCIF wurde der Frequenzbereich von 200 bis 6000 Hz durchstimmbar ausgelegt, während dieser beim Typ 244 nur 200 bis 3600 Hz betrug.

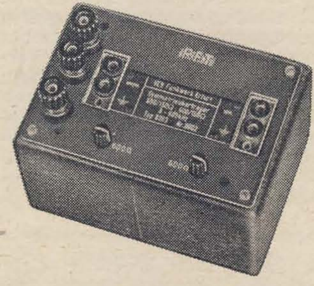
Universalröhrenvoltmeter Typ 187

Das schon zur vorigen Messe ausgestellte Universalröhrenvoltmeter wurde verbessert und gestattet nunmehr das Messen von Gleichspannungen zwischen etwa 0,02 und 300 V bei hohen Eingangswiderständen, so daß die direkte Messung von Regelspannungen und Spannungen hochohmiger Quellen möglich ist. Für die Messung ton- und hochfrequenter Wechselspannungen im Frequenzgebiet zwischen 30 Hz und 10 MHz ist ein besonderer Buchseneingang und für Frequenzen zwischen 30 kHz und 300 MHz ein Tastkopf vorgesehen. Bei der Konstruktion des Tastkopfes wurde besonderer Wert auf niedrige Eingangskapazität und hohen Eingangswiderstand auch bei hohen Frequenzen gelegt, um die Beeinflussung des Meßobjektes durch das Röhrenvoltmeter möglichst klein zu halten.

Für eine vielseitige Verwendbarkeit des Gerätes bzw. zur Erweiterung seiner Meßbereiche sind als Ergänzungsgeräte ein Taster und fünf Vorsteckspannungsteiler vorgesehen.

Meßübertrager Typ 8301, Typ 8302 und Typ 8303

Mit Hilfe der Meßübertrager lassen sich symmetrische und unsymmetrische Vierpole in einer Meßschaltung vereinigen. Als Stromquellenübertrager gestatten sie, gegen Erde unsymmetrische Spannungen zu symmetrieren. Alle Übertrager sind in einem Metallgehäuse eingebaut, das gleichzeitig als statischer Schirm dient. Die unsymmetrische Primärwicklung ist von einem geerdeten Schirm umgeben. Zur Symmetrierung der Sekundärwicklung dienen zwei Schirme.



Meßübertrager Typ 8303

Der eine Schirm ist mit ihrem Anfang, der andere mit ihrem Ende verbunden. Restliche Kapazitätsunterschiede der beiden symmetrischen Wicklungsenden werden durch einen Kondensator ausgeglichen. Frequenzbereiche:

Typ 8301 von 30 Hz bis 10 kHz,
Typ 8302 von 20 Hz bis 40 kHz,
Typ 8303 von 3 kHz bis 600 kHz.

Die Übersetzungsverhältnisse sind umschaltbar. 600 Ω : 600 Ω und 600 Ω : 150 Ω, für Typ 8303 zusätzlich 150 Ω : 600 Ω und 150 Ω : 150 Ω.

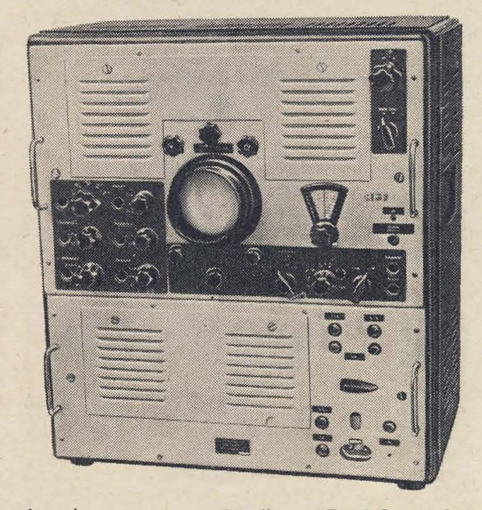
Ultraschallmaterialprüfgerät Typ 9002

Mit dem neuen Prüfgerät wird den Werktätigen der eisenerzeugenden und eisenverarbeitenden Industrie die Möglichkeit geboten, ihre Erzeugnisse schnell und sicher zu prüfen. Durch Anwenden des Impulsverfahrens lassen sich Risse, Doppelungen und Lunker in einem Tiefenbereich von 50 mm bis 5 m messen. Das Gerät und der Meßkopf, in dem sich der Ultraschallquarz befindet, sind durch ein 2 m langes Kabel verbunden, so daß Untersuchungen auch an schwer zugänglichen Stellen vorgenommen werden können.

Das Meßprinzip beruht auf der Tatsache, daß Materialtrennungen und Fremdeinschlüsse den Ultraschall reflektieren. Durch den an das Werkstück angesetzten Ultraschalltastkopf wird ein kurzer Ultraschallwellenzug von bestimmter Frequenz in das Material geleitet und die Reflexionen auf dem in Entfernung geeichten Schirm der Elektronenstrahlröhre aufgezeichnet. Mit dem Gerät lassen sich Messungen bei Schallgeschwindigkeiten zwischen 3500 und 7000 m/s vornehmen. Das Umstellen auf andere Schallgeschwindigkeiten läßt sich schnell und einfach durchführen.

Um eine Anpassung an verschieden absorbierende Metalle zu erreichen, kann man das Gerät bei drei verschiedenen Festfrequenzen, und zwar bei 1, 2 oder 4 MHz betreiben. Damit eine optimale Prüfung durchführbar ist, lassen sich die Sendeenergie und die Empfängerempfindlichkeit stetig variieren. Das Gerät befindet sich in einem stabilen Blechgehäuse. Im Schutzdeckel ist sämtliches Meßzubehör, bestehend aus dem Netzkabel, dem Meßkabel, den auswechselbaren Tastköpfen und der Fotozusatzeinrichtung, untergebracht.

● Einen bedeutenden Platz in dem reichhaltigen Fertigungsprogramm des VEB FUNKWERK KÖPENICK HV-RFT nehmen auch in diesem Jahr die Meßgeräte ein, da sie im Labor, im Prüffeld, bei der Kontrolle und Güteprüfung unentbehrliche Hilfsmittel sind. In den Entwicklungs- und Konstruktionsabteilungen des Werkes arbeiten schon seit Jahren erfahrene Konstrukteure an einer Weiterentwicklung der Meßeinrichtungen, so daß die Geräte stets den neuesten Fertigungsstand aufweisen.



Impulsgenerator mit Oszillograf Typ I S 1—4/52



Impulsoszillograf Typ OG 2—4/52



← Universalröhrenvoltmeter Typ 187



Ultraschall-materialprüfgerät Typ 9002 →

Impulsgenerator IS 1—4

Der Impulsgenerator findet Verwendung als Steuergenerator für Impulsleistungsendstufen, zur Untersuchung von Laufzeitketten und Kabeln. Vom Herstellerwerk wird eine Impulsfolgefrequenz von etwa 15 Hz bis maximal 15 kHz bei einer Frequenzgenauigkeit von etwa $\pm$ 10 % angegeben. Die Impulsdauer ist von 0,1 bis 10 μs kontinuierlich regelbar. Für einen separaten Impulsoszillografen können die Multivibratorimpulse zur Synchronisation einer besonderen

Buchse entnommen werden. Durch Umschaltung ist auch eine Sinusablenkung mit der Netzfrequenz möglich. Die Ablenkamplitude beträgt etwa 100 mm. Zum Messen der Impulsdauer dienen Zeitmarken von 0,2 und 0,5 μs.

Impulsoszillograf OG 2—4

Mit normalen Oszillografen lassen sich Impulse von kurzer Dauer und niedriger Frequenz nicht mehr einwandfrei beobachten. Deshalb wurde im Funkwerk Köpenick ein Oszillograf mit einer hohen Anodenspannung entwickelt, der auch Impulse mit relativ niedriger Frequenz genügend lichtstark abzubilden gestattet. Sind die Spannungen der zu messenden Impulse zu klein, so kann die Messung über den im Gerät vorhandenen zweistufigen Verstärker vorgenommen werden. Der Frequenzbereich des Kippgerätes liegt zwischen 35 und 15000 Hz. Aus einem normalen Sägezahn wird mit Hilfe eines besonderen Phasenschiebers und durch Differenzieren ein bestimmter Betrag ausgeschnitten und elektrisch auf die erforderliche Breite gedehnt. Ein Zeitmarkengeber gestattet das Festlegen der Zeitdauer der beobachteten Impulse. Außerdem kann der Impulsoszillograf auch als Normaloszillograf benutzt werden.

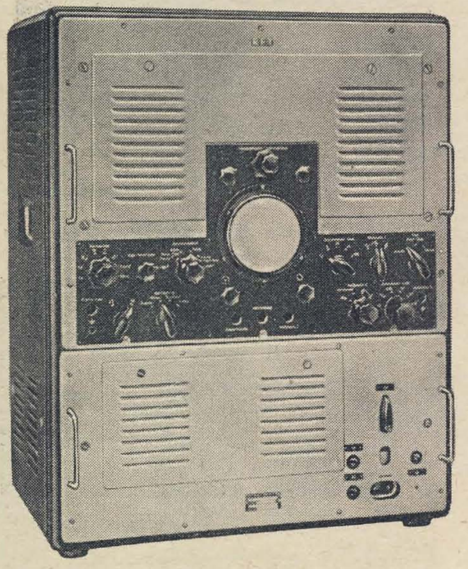
Impulsoszillograf OG 2—7

Zum Beobachten und Messen fremder periodischer Impulse bei Impulsbreiten von 0,1 bis 500 μs entwickelte der VEB Funkwerk Köpenick den Impulsoszillografen OG 2—7. Der in sechs Stufen unterteilte und kontinuierlich regelbare Frequenzbereich wird von 10 Hz bis 30 kHz angegeben. Beim fremdgesteuerten Kippgerät sind fünf wählbare Ablenkzeiten vorgesehen:

1, 5, 20, 50, 500 μs.

Der eingebaute Zeitmarkengeber hat fünf wählbare Frequenzen:

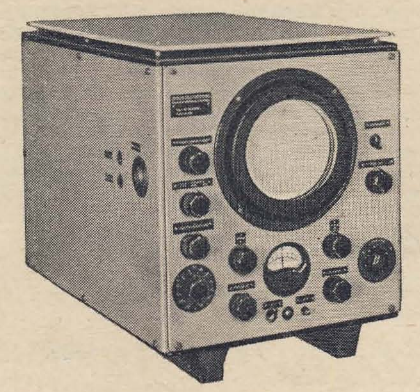
10 MHz, 4 MHz, 2 MHz, 400 kHz, 40 kHz, wobei der Punktabstand 0,1; 0,25; 0,5; 2,5 und 25 μs beträgt. Außerdem kann das Gerät auch als Normaloszillograf benutzt werden.



● Am Stand des VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN HV-RFT hatten wir Gelegenheit, verschiedene Neuheiten zu sehen, die ein gutes Spiegelbild der gesteigerten Leistungsfähigkeit des größten volkseigenen Betriebes unseres Fachgebietes abgaben. Auf dem Gebiete der Zentimetertechnik wurden dem Messebesucher bemerkenswerte Neukonstruktionen von Bauelementen gezeigt. Die Erzeugnisse des Werkes wurden anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse zum ersten Male unter dem neuen Warenzeichen „WF" zur Schau gestellt.

Rechteckwellengenerator RWG 1

Der Rechteckwellengenerator dient zum Prüfen von Breitbandverstärkern insbesondere der Fernsehtechnik. Er erspart umständliche Messungen für Verstärkungskurven im Frequenzband von 25 Hz bis 10 MHz. Auf Grund der durch den Prüfling veränderten Form der Rechteckwelle lassen sich Verstärkungslöcher bzw. Erhebungen, Ein- und Ausschwingvorgänge



Rechteckwellengenerator RWG 1

analysieren. Das Gerät kann auch zum Prüfen von Tiefpaßsystemen, Bandpaßsystemen oder kompletten Fernsehübertragungsgruppen benutzt werden oder auch als Sendemodulator dienen. Der Generator ist in 12 Stufen von 25 Hz bis 500 kHz umschaltbar. Vom Hersteller wird eine Flankensteilheit von 0,035 μs angegeben. Die von 0 bis 6 V regelbare Ausgangsspannung wird auf den Prüfling gegeben und kann mit Hilfe des eingebauten Oszillografen sowohl vor als auch hinter dem Prüfling sichtbar gemacht werden. Dadurch läßt sich jede Veränderung, die in dem Prüfling vorgenommen wird, sofort auf ihre Zweckmäßigkeit kontrollieren. Diese Kontrolle wird durch den eingebauten Zeitmarkengeber von 20 MHz erleichtert. Eventuell erforderliche Nullinienverschiebungen nach + oder — lassen sich am Instrument in Volt ablesen.

Rauschgenerator RSG 2

Der neuentwickelte Rauschgenerator dient zur Abgabe definierter Rauschleistungen von 0 bis 75 kT_0 im Frequenzbereich von etwa 10 bis 300 MHz. Dadurch sind für diesen Bereich Empfindlichkeitsmessungen an Empfängern ohne besonderen Geräteaufwand durchführbar. Die aufbaumäßige Trennung des Gerätes in einen Meßkopf und in ein Netzgerät gestattet, auch an schlecht zugänglichen Stellen zu arbeiten, ohne die Bedienbarkeit und das Ablesen zu erschweren. Da ein linearer Zusammenhang zwischen Diodensättigungsstrom und der abgebbaren Rauschenergie besteht, konnte das Anzeigeinstrument direkt in kT_0-Einheiten geeicht werden. Der Innenwiderstand des Rauschgenerators beträgt 70 Ω.

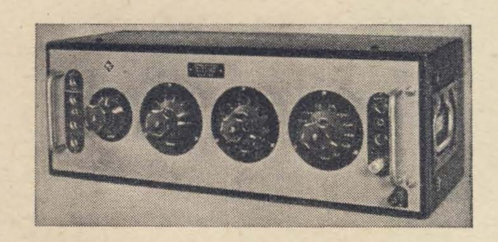
Impulsoszillograf Typ OG 2–7/52 ←



Rauschgenerator RSG 2

Eichleitung ELG 5 (HF 2874)

Die Eichleitung ELG 5 ist eine Weiterentwicklung und für den Frequenzbereich von 0 bis 20 MHz bei einem Ein- und Ausgangswiderstand von 70 Ω vorgesehen. Der Dampfungsbereich reicht von 0 bis 15,21 N und ist dekadisch in Stufen von 0,01 N einstellbar. Als maximal zulässige Eingangsspannung wird 12 V angegeben. Die Schaltung ist erdunsymmetrisch aufgebaut. Dadurch eignet sie sich besonders für Messungen mit koaxialen Kabeln und den dazu gehörigen Übertragungsgeräten. Mehrere Eingangs- und Ausgangsbuchsen gestatten, die Eichleitung nicht nur als Spannungsteiler, sondern auch als regelbare Dämpfung im Leitungszug zu verwenden.

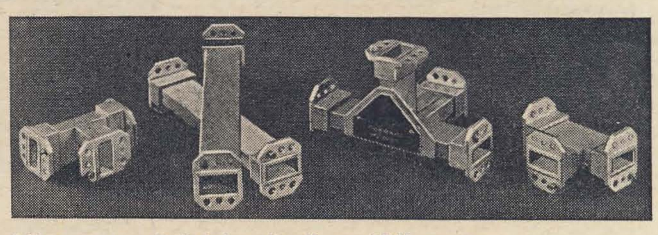


Eichleitung ELG 5

Meßplatz I für Zentimeterwellen

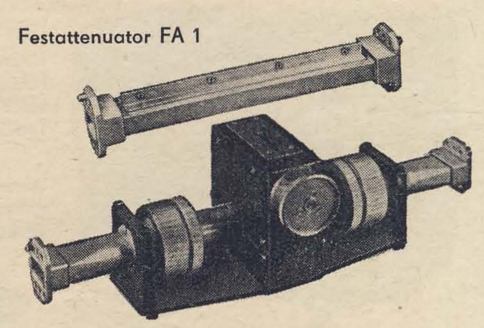
Besonders im Bereich der ultrahohen Frequenzen sind zuverlässige Meßgeräte und gut durchdachte Meßmethoden die Voraussetzungen für eine erfolgreiche Entwicklungsarbeit, da die Wirkungsweise von Geräteteilen sehr oft nur durch Messungen genau erfaßbar ist. Die Aufgabe, verschiedene Bauelemente der 3-cm-Technik zu schaffen, haben die Mitarbeiter des Werkes für Fernmeldewesen zufriedenstellend gelöst, so daß der Aufbau verschiedener Meßplätze möglich ist. Der Meßplatz I wird voraussichtlich folgende Bauelemente erhalten:

Ein Richtkoppler dient als Kopplungselement mit geringem Kopplungsgrad. Er ist als einfacher Lochkoppler mit gekreuzten Leitungen aufgebaut und kann infolge der Richtungsabhängigkeit zur Kontrolle des Anpassungszustandes der Hauptleitung verwendet werden. Um Rückwirkungen eines variablen Verbrauchers auf den Generator auszuschalten, wird eine feste Dämpfung in Form eines festen Attenuators in den Zug einer Hohlrohrleitung eingefügt. Der variable Präzisionsattenuator erlaubt das Einbringen kontinuierlich genau einstellbarer Dämpfungswerte in den Zug einer Hohlrohrleitung für den Wellenbereich um 3,2 cm. Die Dämpfungsänderung wird durch die Drehung einer Anzahl parallelliegender Widerstandsfolien um die Hohlrohrachse bis zu 90° bewirkt, so daß die Widerstandsschichten in einem Extremfalle parallel zum E-Vektor (maximale Dämpfung) und im anderen senkrecht dazu stehen (keine Dämpfung). Die Widerstandsfolien sind dabei längs eines zylindrischen Hohlrohrs angeordnet, um die Drehung ohne Querschnittsstörungen zu ermöglichen. Besondere Übergangsstücke stellen beiderseits den ungestörten Übergang zum Rechteckquerschnitt her. Mit Hilfe eines Mikrometerantriebes läßt sich der Attenuator einstellen. Die zugehörigen Dämpfungswerte können einer Eichkurve entnommen werden.



T-Verzweigung E, Richtkoppler, Doppel-T-Verzweigung, T-Verzweigung H

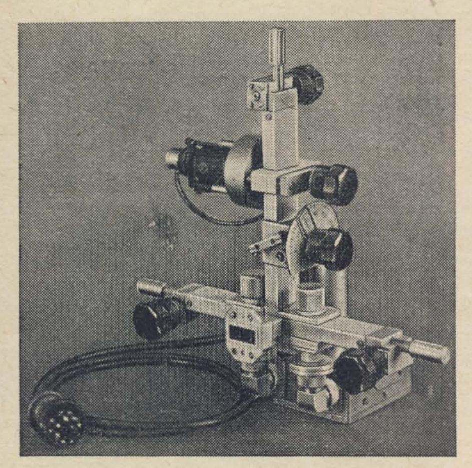
Festattenuator FA 1



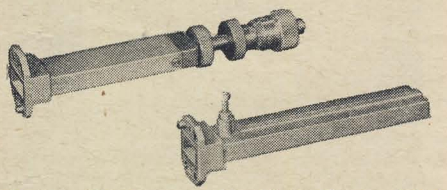
Variabler Präzisionsattenuator VPA 1

Um beliebig positive oder negative Blindwiderstände einstellen zu können, deren Maximalwerte nur durch die Verluste des Schiebers bestimmt werden, wird ein Reaktor in den Zug der Hohlrohrleitung eingebaut.

Der Gegentaktmischkopf ist eine Empfangsanordnung hoher Empfindlichkeit für den Wellenbereich 2,5 bis 4 cm nach dem Überlagerungsprinzip. Zur Kompensation des Oszillatorrauschens sind bei ihm zwei Mischdetektoren in der Hauptleitung einer Doppel-T-Verzweigung symmetrisch so angeordnet, daß gleichzeitig auch eine ausreichende Entkopplung zwischen dem im H-Arm zugeführten Signal und dem im E-Arm eingespeisten Überlagerer gewährleistet ist. Zum Verbessern der Anpassung des Signaleinganges sind Blenden in der Verzweigung eingebaut. Ein Klystrongenerator als Überlagerer und die erste ZF-Verstärkerstufe sind am Gegentaktmischkopf fest angebaut. Durch einen Abschlußwiderstand wird die Hohlrohrleitung mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen.



Gegentaktmischkopf mit Oszillatorklystron GM 1

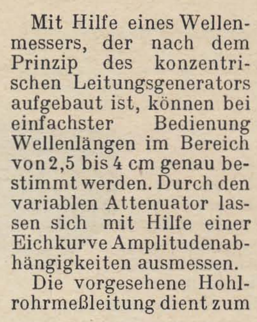


Reaktor RT 1 Abschlußwiderstand AW 1

Zum Aufbau bzw. zum Abstützen von Leitungszügen aus 3-cm-Bauelementen werden Aufbauhilfsmittel benötigt. An Stelle der bisher üblichen, aber umständlichen Verschraubung der einzelnen Elemente tritt nunmehr eine Spannklaue, mit deren Hilfe zwei Hohlrohrbauelemente durch einen Handgriff miteinander verbunden oder voneinander gelöst werden können. Ein Aufbaurahmen dient zur stabilen Halterung einzelner Bauelemente oder eines ganzen Leitungszuges. Er besteht aus einem kräftigen, auf dem Tisch aufliegenden Rahmen mit Transportgriffen, auf dem mehrere Ständer, sowohl längs des Rahmens als auch in ihrer Höhe verschiebbar, beliebig angeordnet werden können. Für Aufbauten ohne Rahmen, zum Beispiel mit Hohlrohrmeßleitung, sind die Einzelständer bestimmt, die sich von denen des Aufbaurahmens nur durch die mit Füßen versehene Grundplatte unterscheiden.

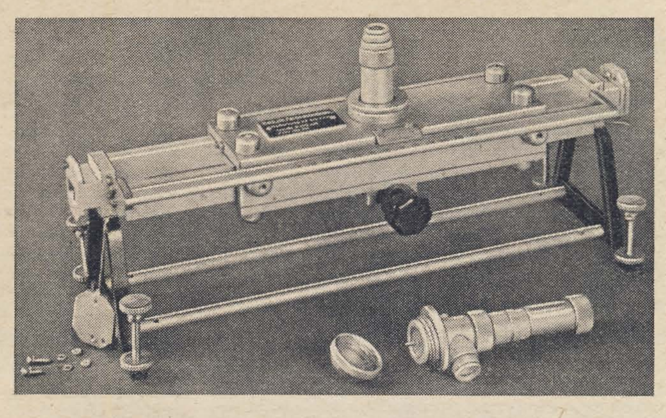
Meßplatz II für Zentimeterwellen

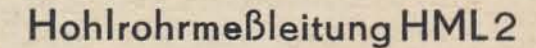
Der Klystrongenerator dient zum Einkoppeln der HF-Energie (für den Wellenbereich 2,5 bis 4 cm) in ein Hohlrohr. Durch Ändern der Eintauchtiefe kann der optimale Kopplungsgrad eingestellt werden.



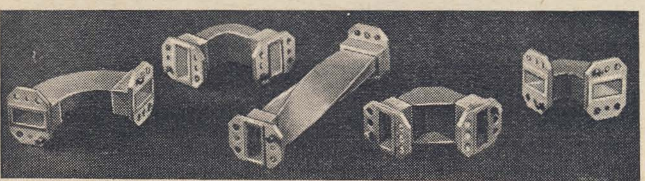
Mit Hilfe eines Wellenmessers, der nach dem Prinzip des konzentrischen Leitungsgenerators aufgebaut ist, können bei einfachster Bedienung Wellenlängen im Bereich von 2,5 bis 4 cm genau bestimmt werden. Durch den variablen Attenuator lassen sich mit Hilfe einer Eichkurve Amplitudenabhängigkeiten ausmessen.

Die vorgesehene Hohlrohrmeßleitung dient zum Messen der Anpassung des Widerstandes nach Betrag und Phase und der Wellenlängen im Bereich von 2,5 bis 4 cm bei einer Durchgangsleistung von 0,1 mW bis 100 W. Sie kann im gleichen Bereich außerdem zur Messung von Amplitudenverhältnissen verwendet werden. Die Meßunsicherheit beträgt ±5%. Eine Anpassungsleitung gestattet das Anpassen beliebiger Verbraucherwiderstände an den Wellenwiderstand des Hohlrohrs. Zur Anzeige der HF-Energie dient der Detektorkopf.



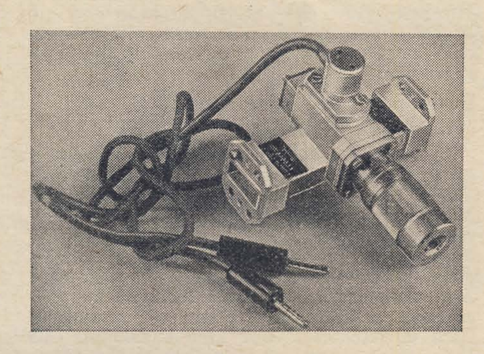


Hohlrohrmeßleitung HML 2

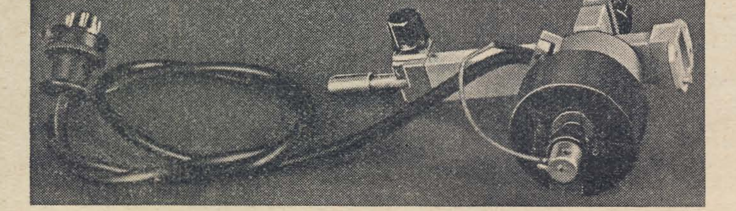


Leitungskrümmer, von links nach rechts: Bogen E LEB 1, Bogen H LBH 1, Polarisationsdreher, Winkel E LWE 1, Winkel H LWH 1

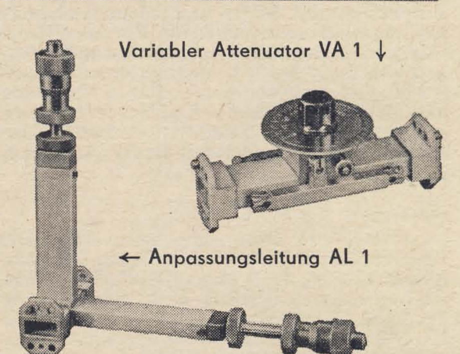
Verschiedene einzelne Leitungselemente dienen zum Verbinden verschiedener Leitungszüge, zum Übergang der Hohlrohrleitung in eine andere Richtung bzw. zum Drehen der Polarisationsebenen ohne wesentliche Störung des Anpassungszustandes auf der Leitung. Hierzu gehören Leitungskrümmer, Bogen und Winkel, sowie ein Polarisationsdreher. Die Umlenkung beträgt für jedes Element 90°, wobei bei den Bogen- und Winkelstücken sowohl für die Drehung in der E-Ebene als auch für die Drehung in der H-Ebene ein besonderes Bauelement vorhanden ist. Die Herstellung erfolgt mit Hilfe eines galvanoplastischen Verfahrens, so daß die Innenflächen sauber und ohne Lötnähte sind. Ein weiterer Satz ermöglicht die Ankopplung von Bauelementen oder Meßgeräten an einen Hohlrohrleitungszug mit definiertem Kopplungsgrad. Je eine T-Verzweigung für die E- und H-Ebene erlauben eine feste Kopplung, ebenso eine Doppel-T-Verzweigung. Das sogenannte „Magische T" findet infolge der Möglichkeit einer nahezu vollständigen Entkopplung zwischen E- und H-Arm bei gleichzeitiger fester Kopplung mit den Hauptarmen der Verzweigung ein weites Anwendungsfeld für Gegentakt- und Brückenanordnungen. Die Herstellung erfolgt wie bei den Leitungskrümmern galvanoplastisch.



Wellenmesser WM 1 ↑

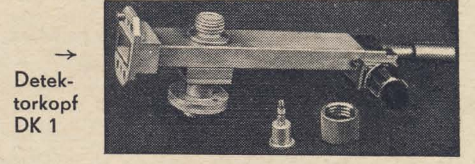


← Klystrongenerator KG 1



Variabler Attenuator VA 1 ↓

← Anpassungsleitung AL 1



→ Detektorkopf DK 1

● Bei den Schleifenoszillografen des VEB MESSGERÄTEWERK ZWÖNITZ HV — RFT wird oft die Forderung nach hochempfindlichen Meßschleifen gestellt. Um diesem Wunsch Rechnung zu tragen, wurden Spulenschwinger mit einer weit höheren Empfindlichkeit als sie bei den bekannten Meßschleifen üblich ist, entwickelt. Die Eigenfrequenz und damit die höchste aufzeichenbare Frequenz ist auch infolge der größeren Masse geringer. Spulenschwinger lassen sich dort anwenden, wo Vorgänge niedriger Frequenzen gemessen werden sollen, die eine hohe Empfindlichkeit des Meßwerkes verlangen. Sie unterscheiden sich von den Meßschleifen dadurch, daß an Stelle einer bifilaren Schleife eine Kleinspule im Feld eines permanenten Magneten liegt. Die äußere Form entspricht der der Meßschleifen, so daß sich die Spulenschwinger in den Schleifenoszillografen 9 SU - 302 und 3 SO - 101 unmittelbar anwenden lassen. Durch Verändern des Innenwiderstandes zwischen einigen 100 Ω und 1500 Ω können Wünsche in bezug auf die Anpassung erfüllt werden. Durch die Wahl verschieden großer Spiegel kann man die Lichtstärke variieren. Der Verlust an Eigenfrequenz ist beim Anbringen eines großen Spiegels bei weitem nicht so groß, wie etwa bei einer Meßschleife. Bei Bestellungen ist eine genaue Angabe des Verwendungszweckes, der gewünschten höchsten Meßfrequenz und der Empfindlichkeit erforderlich.

Folgende Spulenschwinger werden gefertigt:

	I	II
Empfindlichkeit	0,22 mm/μA	0,58 mm/μA
Eigenfrequenz	220 Hz	180 Hz
Innenwiderstand	120 Ω	700 Ω
	III	IV
Empfindlichkeit	2 mm/μA	0,6 mm/μA
Eigenfrequenz	160 Hz	150 Hz
Innenwiderstand	2 kΩ	1,3 kΩ

Für die in Leipzig gezeigten Rundfunkempfänger unserer volkseigenen und privaten Geräteindustrie war die Weiterentwicklung bewährter Gerätetypen kennzeichnend, wobei besonders die Ausrüstung der Empfänger mit Miniaturröhren, eine weitere Verbesserung der Empfindlichkeit und der zusätzliche Einsatz von Hochtonlautsprechern nach dem Raumklangsystem zu nennen sind.

● Vielen unterschiedlichen Geschmacksrichtungen entspricht die Olympia-Empfängerreihe des VEB ELEKTROMASCHINENBAU SACHSENWERK, Dresden-Niedersedlitz. Sie enthält die bereits auf der vergangenen Herbstmesse gezeigten, zum großen Teil weiterentwickelten Empfängertypen, deren Stabilität und geringe Störanfälligkeit in Käuferkreisen gerühmt werden. Wir wollen hier nur auf die gegenüber dem Vorjahr veränderten Geräte nochmals eingehen.

„Olympia 542 WM"

Durch seine zwei Kurzwellenbereiche ist dieser Wechselstromempfänger besonders für den Export geeignet. Mittel- und Langwellenbereich sind natürlich auch vorhanden. Für das 6-Kreis-Gerät wird eine mittlere Eingangsempfindlichkeit von 30 μV bei 30 % Modulation und 50 mW Ausgangsleistung angegeben. Der mit Schwungradantrieb ausgerüstete Empfänger hat jetzt einen Tiefton- und zwei Hochtonlautsprecher für die Wiedergabe nach dem Raumklangsystem erhalten.

„Olympia 552 WU"

Im Hoch- und Zwischenfrequenzteil ist dieser Sechskreissuper neuerdings mit den Miniaturröhren ECC 85, ECH 81 und EBF 80 bestückt. Die Wellenbereiche (U, K, M, L) werden gegenüber der Vorjahrsausführung durch Drucktasten eingeschaltet. Der leistungsfähige, rauscharme UKW-Teil sichert lautstarken Empfang des Orts- bzw. Bezirkssenders in ausgezeichneter Klangqualität. Auf Wunsch wird das Gerät auch als Raumklangempfänger geliefert.

„Olympia 551 WU"

Mit sechs Kreisen für AM- und neun Kreisen für FM-Empfang stellt dieses Gerät einen Spitzensuper dar, dessen Schaltung jetzt für die Miniaturröhren ECC 85, ECH 81, EF 85, EABC 80, El 84, EM 11 und EZ 80 weiterentwickelt wurde. Auch dieses Gerät kommt mit Drucktasten für dieWellenbereichsumschaltung (U, K, M, L) in den Handel. Hohe Empfindlichkeit — sie konnte auf den Mittelwert von 5 μV verbessert werden — und Trennschärfe im UKW-Bereich gestatten in günstiger Lage ausgezeichneten Fernempfang. Der Ratiodetektor sichert eine verzerrungsfreie FM-Demodulation. Ein besonders gut ausgelegter NF-Teil mit getrennter Baß- und Höhenregelung ermöglicht über die nach dem Raumklangsystem eingebaute Lautsprecherkombination (ein Tiefton- und zwei Hochtonlautsprecher) eine hervorragende Wiedergabe.

● Im VEB STERN-RADIO BERLIN HV-RFT wird neben dem preiswerten, zur Herbstmesse 1954 herausgekommenen Vierkreissuper „Zaunkönig" und dem verbesserten Einkreiser „Dompfaff" (1 U 11) in diesem Jahre auch noch der Mittelsuper „Paganini" vom VEB Stern-Radio Rochlitz gefertigt, eines der begehrtesten Geräte aus der Produktion unserer volkseigenen Betriebe.

● An Stelle des in zwei Aggregate aufgeteilten Autosupers „Albatros" bringt der VEB FUNKWERK HALLE HV-RFT nunmehr einen aus drei Teilen bestehenden Autosuper heraus.

Autosuper „Rudelsburg", Typ S 1049—E/3

Dieser neue Autosuper besteht aus dem Bedienungsteil mit Flutlichtskala, dem Verstärker- und Netzteil und dem Gehäuselautsprecher. Die abstimmbare Hochfrequenzvorstufe mit der Röhre EF 13 sowie die mit einer ECH 11 bestückte Misch- und Oszillatorstufe sind mit den Abstimmelementen im Bedienungsteil untergebracht, während der Verstärker- und Netzteil den ZF-Verstärker und den Empfangsgleichrichter mit der EBF 80 enthält. Außerdem wurden in dieses Aggregat noch die mit der EC 92 bestückte NF-Vorstufe und die starke Endpentode EL 84 einschließlich des Zerhackers Typ 1188 für 6 oder 12 V eingebaut, der die Anodenspannung liefert. Eine Autobatterie von 6 oder 12 V versorgt das Gerät mit Strom. Als Antenne wird eine übliche Kfz-Stabantenne verwendet. Gegen magnetische und statische Störfelder ist der Super bei kurzgeschlossener Antenne völlig stördicht. Die Empfindlichkeit am Antennenkabeleingang wird auf beiden Bereichen (Kurzwelle 5,8 bis 18 MHz, Mittelwelle 0,5 bis 1,6 MHz) mit $\leq$ 10 μV angegeben. Die EL 84 ist durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung für eine unverzerrte Ausgangsleistung von 2,5 W dimensioniert. Der Schwundausgleich erstreckt sich über drei Stufen. Für den Lautsprecher ist ein permanentdynamisches System mit einer Sprechleistung von 1,5 W vorgesehen. An den Empfänger können noch bis zu vier permanentdynamische 1,5-W-Lautsprecher angeschlossen werden. In einer Spezialschaltung ist der Autosuper „Rudelsburg" auch für den Einsatz in Omnibusanlagen geeignet.

● Das Geräteprogramm 1955 der Firma GERUFON, WALTER VELTEN, Quedlinburg (Harz), umfaßt zwei Wechselstrom-AM/FM-Super und eine Musiktruhe mit eingebautem Magnettonbandgerät. Sämtliche Geräte sind mit einer Großsichtskala in Golddruck ausgerüstet und in formschöne, hochglanzpolierte Edelholzgehäuse eingebaut.

Gerufon-Super „Ultrarecord 55 W"

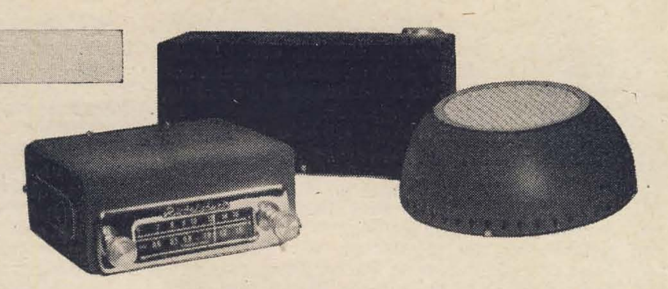
Als erstes Gerät der Produktion 1955 stellte die Firma Gerufon einen mit den Röhren 4 × EF 80, EF 85, EAA 91, ECH 81, EBF 80, EL 84, EM 11 und AZ 11 bestückten Hochleistungssuper vor. Durch insgesamt 17 Kreise — neun für UKW und acht für die übrigen Wellenbereiche (K, M, L) — sowie einen Hilfskreis ist für eine hohe Empfangsleistung bei bestmöglicher Trennschärfe gesorgt. FM- und AM-Teil bilden zwei getrennte Super, die bis zur HF-Gleichrichtung völlig unabhängig voneinander arbeiten und durch Umschaltung harmonisch verbunden sind. Rauscharme additive Pentodenmischung und wirksame Störbegrenzung sind weitere Vorzüge dieses Spitzensupers. Die Lautsprecherkombination besteht aus einem 6-W-Breitbandlautsprecher mit zwei abschaltbaren elektrostatischen Hochtonlautsprechern nach dem Raumklangsystem. Nach Angabe des Herstellers sollen die hohen Töne bis 15000 Hz abgestrahlt werden.

Gerufon-Super „Ultraklang 55 W"

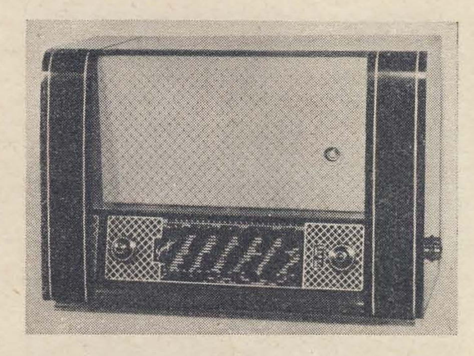
Auch dieses 8-Röhren-Wechselstromgerät ist mit fünf Miniaturröhren ausgerüstet. Neun Kreise sind für FM, acht Kreise für AM in Betrieb. Der Super arbeitet auf den vier Wellenbereichen U, K, M und L. Rauscharme additive Mischung für UKW, Ratiodetektor und ein hochwertiger dynamischer Breitbandlautsprecher sichern hohe Empfangsleistung bei ausgezeichneter Klangqualität.

Gerufon-Super „Ultraklang 55 W mit Magnettonbandgerät "

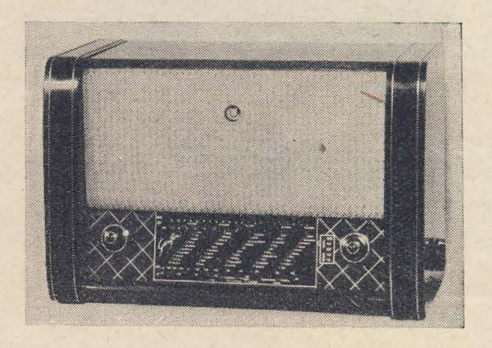
In einer geschmackvollen Truhe vereinigt dieses Gerät den Super „Ultraklang 55 W" mit einem in der Firma Gerufon entwickelten Magnettonbandgerät für 19,05 cm/s Bandgeschwindigkeit, Doppelspur mit Hochfrequenzlöschung und schnellem Rücklauf. Die Laufzeit einer Bandspule beträgt 2 × 45 Minuten. Eine Zentralsteuerung vereinfacht die Bedienung, der eingebaute Mikrofonverstärker wird automatisch umgeschaltet. Der Frequenzumfang des Magnettonbandgerätes erstreckt sich von 50 bis 10000 Hz ± 2 db bei Verwendung von CH-Band. Das Gerät ermöglicht Magnettonaufnahmen von allen Rundfunkdarbietungen oder über Mikrofon. Beim Aufsprechen dient das Magische Auge als Aussteuerungskontrolle. Der Magnettonverstärker ist mit der Pentode EF 80 und der Doppeltriode ECC 81 bestückt. Das Gerät ist für den Anschluß an eine Wechselspannung von 220 V geeignet, es kann über einen Vorschalttrafo aber auch mit anderen Netzspannungen betrieben werden.



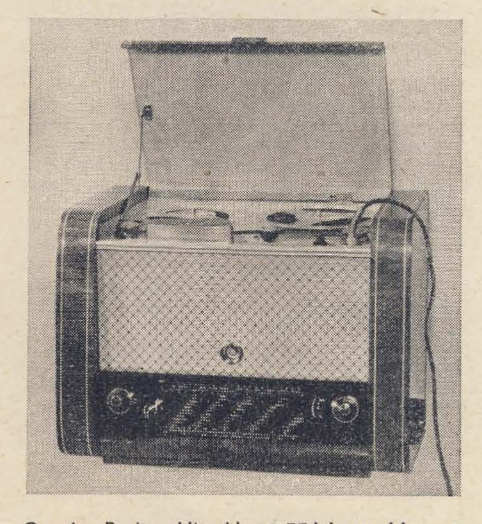
Funkwerk Halle, Autosuper Rudelsburg



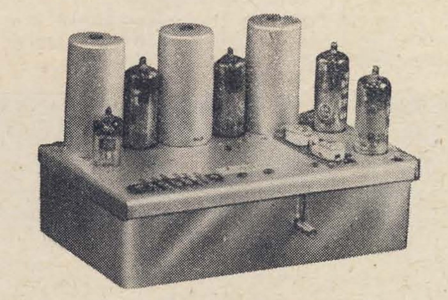
Gerufon-Radio, Ultrarecord 55 W



Gerufon-Radio, Ultraklang 55 W



Gerufon-Radio, Ultraklang 55 W mit Magnettonbandgerät



Gerufon-Radio, UKW-Vorsatzsuper 95 W

UKW-Vorsatzsuper Typ 95 W

Schließlich stellt die Firma Gerufon ein Vorsatzgerät her, das zum Einbau in jeden Wechselstromsuper geeignet ist. Es handelt sich um einen vollständigen UKW-Super bis zum Ratiodetektor, der mit den Röhren 2 × EF 80, 2 × EF 85 sowie EAA 91 bestückt ist und infolge seiner hohen Empfindlichkeit mit neun Kreisen auch Fernempfang auf Ultrakurzwellen ermöglicht. Da nur eine Leistung von 16 W benötigt wird, kann das Gerät meist noch aus dem vorhandenen Super versorgt oder mit einem kleinen zusätzlichen Netzteil betrieben werden.

● Der durch seine elektroakustischen Anlagen bekannte VEB ELEKTROAKUSTIK, Hartmannsdorf, zeigte auf seinem Stand einen 6-(9)-Kreis-Super sowie den Koffersuper „Spatz", der im Herbst unter dem Namen „Möve" ausgestellt worden war. Für den zur Herbstmesse 1954 erst als Entwicklungsmuster gezeigten Mittelsuper „Helena" können nunmehr die technischen Daten angegeben werden.

Mittelsuper „Helena"

Das in einem formschönen Edelholzgehäuse untergebrachte Gerät ist ein FM/AM-Wechselstromsuper mit neun Kreisen für den Empfang frequenzmodulierter und sechs Kreisen für den Empfang amplitudenmodulierter Sender. Der Super arbeitet mit den modernen Miniaturröhren ECC 81, ECH 81, EF 85, EABC 80, EL 84, EZ 80 und EM 11. Das Magische Auge zeigt auch auf UKW die genaue Abstimmung an. Der Triodeneingang für UKW ist in rauscharmer Zwischenbasisschaltung aufgebaut. Getrennte Anschlüsse für TA, Mikrofon und Magnettonbandgerät sind vorhanden.

Eine Serienfertigung der der EC 84 und EC 94 kann aber erst aufgenommen werden, wenn Fernsehgeräte für die Dezimeterbänder hergestellt werden. Deshalb wurden beide Röhren auf der Messe noch nicht ausgestellt.

Von den Oktalröhren werden jetzt nur noch die Typen 6 AC 7, 6 AG 7, 6 N 7, 6 SL 7, 6 SN 7 sowie die im Fernsehempfänger „Rembrandt" enthaltenen Röhren gefertigt, außerdem noch einige Typen für den Export. Alle vom VEB Werk für Fernmeldewesen gelieferten Oktalröhren tragen das Zeichen der Güteklasse 1.

Das FUNKWERK ERFURT hat inzwischen die Typen ECC 81, EC 92, UC 92, UCH 81, EL 84 und EZ 80 in die Fertigung übernommen, so daß in Verbindung mit den vom Werk für Fernmeldewesen hergestellten Röhren komplette Miniaturröhrensätze für AM/FM-Empfänger zur Verfügung stehen. Für die vollständige Ausrüstung von Allstromempfängern mit Miniaturröhren fehlt allerdings noch die Endröhre. Man verwendet hier die UEL 51, deren Eingangstetrodensystem gut als Begrenzerstufe eingesetzt werden kann. Eine UL 84 ist in der Entwicklung. Sie wird jedoch einen größeren Schirmgitterdurchgriff als die EL 84 haben, so daß man auch bei den kleineren Betriebsspannungen der Allstromgeräte eine hohe Sprechleistung erhält. Ebenso wird eine PL 84 entwickelt. Als Abstimmanzeigeröhre muß allerdings noch eine Röhre mit Stahlröhrensockel verwendet werden, die EM 11 bzw. UM 11. Eine Abstimmanzeigeröhre in Miniaturröhrenausführung, die auch eine einwandfreie Anzeige beim Empfang frequenzmodulierter Sender ermöglicht, ist in der Entwicklung. Mit Hilfe dieser Magischen Waage, ähnlich der amerikanischen Röhre 6 AL 7, kann man aus der Größe und Verschiebung zweier Leuchtrechtecke die genaue Einstellung des Senders feststellen.

Die Ingenieure des Funkwerkes Erfurt arbeiten darüber hinaus an der Entwicklung einer ECC 85, UCC 85. Das ist eine Doppeltriode ähnlich der ECC 81 mit getrennten Katoden. Die beiden Systeme sind aber gegeneinander abgeschirmt und damit gut gegeneinander entkoppelt. Die ECC 85 dürfte in den meisten Fällen die ECC 81 ablösen, besonders dann, wenn man ein System zur UHF-Verstärkung und das zweite System als selbstschwingende additive Mischröhre benutzen will.

Außerdem ist eine neue ZF-Regelpentode mit einer geringeren Steilheit als die EF 85 in der Entwicklung. Die neue Röhre wird aber eine

RÖHREN

Auf der Leipziger Frühjahrsmesse konnte man feststellen, daß die in der Deutschen Demokratischen Republik hergestellten Rundfunkempfänger den Weltstandard erreicht haben. Es gibt kaum noch Mittelsuper ohne FM-Teil, sämtliche Spitzengeräte werden ausschließlich als AM/FM-Empfänger gefertigt. Die Voraussetzung für diese Entwicklung wurde durch die Produktion von Miniaturröhren geschaffen. Dank der Erweiterung der Kapazität unserer Röhrenwerke können diese allen Anforderungen gerecht werden. Unsere Miniaturröhren sind von ausgezeichneter Qualität und den Röhren Westdeutschlands und des Auslandes ebenbürtig. Mit der Fertigung der Typen ECC 81, EL 84 und EZ 80 wurden die Lücken im Röhrenprogramm geschlossen, so daß jetzt komplette Miniaturröhrensätze für AM/FM-Empfänger zur Verfügung stehen.

Auch auf der Leipziger Frühjahrsmesse stellten die Röhrenwerke der Deutschen Demokratischen Republik, das WERK FÜR FERNMELDEWESEN „WF" (früher „HF"), Berlin-Oberschöneweide, das FUNKWERK ERFURT, das RÖHRENWERK „ANNA SEGHERS", Neuhaus am Rennsteig, sowie das RÖHRENWERK MÜHLHAUSEN, die der HV-RFT beim Ministerium für Maschinenbau unterstehen, ihre Erzeugnisse an einem gemeinsamen Stand in der Halle VII (Elektrotechnik) aus.

Der VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN, Berlin-Oberschöneweide, war mit einer reichen Auswahl aus seinem umfangreichen Röhrenprogramm vertreten. In diesem Werk werden nicht nur Miniaturröhren für Radio und Fernsehen, sondern auch Oktalröhren, Senderöhren — vor allem auch UKW-Senderöhren —, Fernsehbildröhren, Oszillografenröhren, gasgefüllte Gleichrichterröhren und Thyratrons, Hochspannungsgleichrichterröhren, Röhren für Spezialzwecke, Spannungsstabilisatoren, Metallkeramikröhren, Magnetrons, Klystrons, Sperrröhren, Superikonoskope und Sekundärelektronenvervielfacher hergestellt.

Empfängerröhren für Radio und Fernsehen

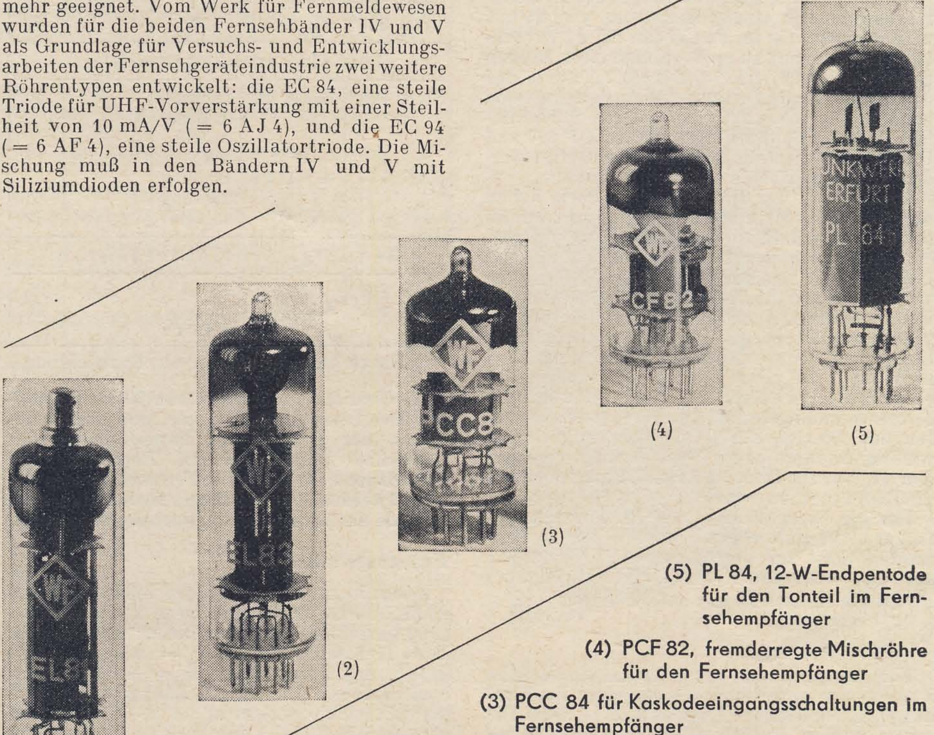
Zur Zeit umfaßt das Fertigungsprogramm des Werkes für Fernmeldewesen folgende Miniaturröhrentypen: EAA 91, UAA 91; EABC 80, PABC 80, UABC 80; EBF 80, UBF 80; ECC 91; ECH 81; EF 80, UF 80; EF 85, UF 85; EF 96. Die EF 96 hat durch die Entwicklung der EF 80 sehr stark an Bedeutung verloren. Sämtliche Röhren tragen nicht mehr das Zeichen RFT mit der Nummer 604, sondern das neue Warenzeichen des Werkes für Fernmeldewesen, „WF".

Für Fernsehempfänger wurden inzwischen die Typen PL 81 (spannungsfeste Endpentode für Horizontalablenkung) und PL 83 (steile Endpentode für Breitbandverstärker und Bildendstufen) in die Fertigung übernommen und gleichzeitig für Wechselstromfernsehempfänger die entsprechen den Typen der E-Serie, EL 81 und EL 83, geschaffen. Weitere Neuentwicklungen sind die ECC 84 und die PCC 84 für Kaskodeschaltungen in Fernsehempfängern. Bei diesen Röhren handelt es sich um steile Doppeltrioden, deren Systeme gegeneinander abgeschirmt sind; die Abschirmung liegt am Gitter des zweiten Systems. Die Katode des Systems I, das in Katodenbasisschaltung verwendet wird, ist an zwei Stifte geführt. Der Eingangswiderstand dieses Systems beträgt bei 200 MHz etwa 4 kΩ (bei 100 MHz also 15 bis 16 kΩ). Das System II wird in Gitterbasisschaltung verwendet. Die ECC 84 sowie die PCC 84 wird in der Eingangsschaltung von Fernsehempfängern, die im Fernsehband III arbeiten, unentbehrlich sein. Darüber hinaus dürfte die ECC 84 aber auch für den UKW-Bereich (Band II) verwendet werden.

Als Mischröhre für Fernsehempfänger wurde die PCF 82 entwickelt, die eine sehr steile Triode (S = 8,5 mA/V) und eine HF-Pentode mit S = 5,2 mA/V in einem Kolben vereint. Beide Systeme sind gut gegeneinander abgeschirmt und haben getrennte Katoden. Die PCF 82 dient in erster Linie als fremderregte Mischröhre (Pentode = Mischstufe, Triode = Oszillator). Es sind aber auch noch andere Kombinationen möglich, wie zum Beispiel die Verwendung der Triode als selbsterregte Mischröhre oder als Niederfrequenzverstärker, während die Pentode als HF- oder ZF-Verstärker eingesetzt werden kann.

Außerdem sind noch einige kommerzielle Ausführungen in der Entwicklung, wie die EF 860 (= EF 80), ECC 864 (= ECC 84, aber mit etwas anderer Sockelschaltung) und die EL 863 (= EL 83).

Mit der Vergrößerung des Fernsehsendernetzes wird man später gezwungen sein, auch die Dezimeterwellen für das Fernsehen einzusetzen. Auf der Stockholmer Wellenkonferenz wurden hierfür zwei weitere Bänder festgelegt, die sich bis zu 960 MHz = 31,2 cm erstrecken. Für diese Frequenzen sind die vorhandenen Röhren nicht mehr geeignet. Vom Werk für Fernmeldewesen wurden für die beiden Fernsehbänder IV und V als Grundlage für Versuchs- und Entwicklungsarbeiten der Fernsehgeräteindustrie zwei weitere Röhrentypen entwickelt: die EC 84, eine steile Triode für UHF-Vorverstärkung mit einer Steilheit von 10 mA/V (= 6 AJ 4), und die EC 94 (= 6 AF 4), eine steile Oszillatortriode. Die Mischung muß in den Bändern IV und V mit Siliziumdioden erfolgen.



(5) PL 84, 12-W-Endpentode für den Tonteil im Fernsehempfänger

(4) PCF 82, fremderregte Mischröhre für den Fernsehempfänger

(3) PCC 84 für Kaskodeeingangsschaltungen im Fernsehempfänger

(2) EL 83, Bildendröhre im Wechselstromfernsehempfänger

(1) EL 81, spannungsfeste Endpentode für Horizontalablenkung im Wechselstromfernsehempfänger



SRS 552, 40-W-Sendepentode
←

ECC 83, Doppeltriode mit hohem Verstärkungsfaktor
→



sehr kleine Gitter-Anoden-Kapazität haben, so daß die Gefahr der Selbsterregung vermindert ist. Diese EF 89, UF 89 wird vor allem als letzte ZF-Stufe Verwendung finden. Weiterhin wird eine Doppeltriode ECC 83 mit hohem Verstärkungsfaktor (μ = 100) entwickelt, die vor allem als NF-Spannungsverstärker mit RC-Kopplung und als Phasenumkehrröhre gedacht ist. Beide Systeme haben getrennte Katoden.

Für die Verwendung als Kippspannungsgenerator in Fernsehempfängern, als Sperrschwinger und als Multivibrator wird die Doppeltriode ECC 82 mit getrennten Katoden entwickelt. Auch die PCL 81, ECL 81, eine Verbundröhre mit einem Trioden- und einem 6,5-W-Endpentodensystem ist für Spezialschaltungen im Fernsehempfänger vorgesehen. Man kann diese Röhre aber auch im Tonverstärker zur NF-Verstärkung benutzen.

Für Fernsehempfänger werden vom Funkwerk Erfurt noch die Röhren PY 81 und EY 81 — eine Booster-Diode — und vom Röhrenwerk Mühlhausen die EY 51 — ein Hochspannungsgleichrichter — geliefert. Die im Funkwerk Erfurt durchgeführten Entwicklungsarbeiten für eine kommerzielle kling- und brummarme NF-Pentode EF 864 mit ähnlichen Daten wie die EF 12 befinden sich vor dem Abschluß.

Für Batterieempfänger stehen weiterhin die im RÖHRENWERK „ANNA SEGHERS", Neuhaus a. R., gefertigten Typen DAF 191, DF 191 und DK 192 zur Verfügung. Die DL 192 ist durch die DL 94 ersetzt worden. Außerdem wurde die Serie durch die DC 90, eine UKW-Batterietriode, ergänzt. Eine neue Batterieröhrenserie mit einem Heizstrom von 25 mA wird gegenwärtig im Funkwerk Erfurt entwickelt. Es ist damit zu rechnen, daß diese Röhren (DAF 96, DF 96, DK 96, DL 96) im Laufe des Jahres 1955 in die Fertigung übergeleitet werden können. Die schon früher gezeigten Subminiaturröhren für Schwerhörigengeräte, DF 167 und DL 167, die ebenfalls in Neuhaus gefertigt werden, stehen weiterhin auf dem Programm.

Die Röhren der Harmonischen Serie haben durch die Entwicklung und Fertigung der Miniaturröhren ebenfalls stark an Bedeutung verloren. Mit Ausnahme der UEL 51, der EM 11 und UM 11 sowie einiger Netzgleichrichterröhren werden sie nur noch für Ersatzbestückung in Frage kommen. Auch die EL 12 ist in einer abgeänderten Form als EL 12 N noch im Fertigungsprogramm enthalten. Das System wird nicht mehr auf einen Quetschfuß, sondern auf einen Preßteller aufgebaut. Hierdurch wurde die Röhre spannungsfester. Die Grenzwerte konnten den Werten der EL 12 spez. angeglichen werden, wodurch dieser Typ überflüssig geworden ist. Nur für Impulsbetrieb ist man noch auf die EL 12 spez. angewiesen.

Für die Netzgleichrichtung im Fernsehempfänger steht weiterhin eine Röhre der Harmonischen Serie zur Verfügung, die EYY 13, die bei $U_{Tr} = 2 \times 400$ V einen gleichgerichteten Strom bis zu 2 × 175 mA liefert.

Senderöhren

Für Senderöhren wurde eine einheitliche Bezeichnung eingeführt, die aus einer Buchstabengruppe und einer folgenden Zahl besteht. Die ersten beiden Buchstaben bedeuten: GR = Gleichrichterröhre, SR = Senderöhre, VR = Verstärkerröhre. Der dritte Buchstabe kennzeichnet die Art der Kühlung: L = luftgekühlt, S = strahlungsgekühlt, W = wassergekühlt. Die erste Ziffer der folgenden Zahl gibt die Anzahl der Elektroden an (Doppeltetrode = 44), die beiden folgenden sind Typennummern.

Senderöhren werden im VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN und im VEB FUNKWERK ERFURT hergestellt. In der folgenden Tabelle bedeutet in der Spalte Hersteller: B = VEB Werk für Fernmeldewesen, E = VEB Funkwerk Erfurt.

neue Bezeichnung	alte Bezeichnung	$N_{a\,max}$ kW	λ_{min} m	Hersteller
Sendetrioden				
SRS 302	SRS 02 B	1,2	6	E
SRS 304	TRS 04	0,15	2,5	E
SRL 305	SRL 05	6	15	E
SRS 307	≈ RS 207	1	6	E
SRS 309	SRS 09	0,5	4	E
SRS 310*	≈ RS 629	0,5	4	E
SRW 317	≈ RS 255	12	100	E
SRW 319	≈ RS 261	12	100	E
SRL 351	2730	2	1	B
SRL 352	2958	2,5	1,5	B
SRL 353	2780	10	1,5	B
SRW 353	2780	15	1,5	B
SRL 354*	2826	10	1,5	B
SRW 355*	2977	50	3	B
SRL 355*		25	3	B
SRW 356	≈ RS 558	25	12	B
SRW 357	≈ RS 566	100	100	B
Sendetetroden				
SRS 401	≈ RS 681	0,5	2	E
SRL 402	≈ RS 782	2,5	2,5	E
SRS 451	2815	0,25	1,5	B
SRL 452	2825	2,5	2,5	B
Sendedoppeltetrode				
SRS4451*	≈ RS 1009	2 × 0,02	0,6	B
Sendepentoden				
SRS 501	≈ RS 391	0,11	5	E
SRS 502	≈ RS 384	0,45	6	E
SRS 503*	≈ RS 337	0,1	5	E
SRS 551*	≈ RS 1003	0,06	2	B
SRS 552*	P 50	0,04	4,5	B
Verstärkerröhren für Übertragungsanlagen				
VRS 303	≈ RV216A	1		E
VRS 321		0,5		E
VRW 322*		10		E
VRW 324*		3		E
VRS 328*	≈ RV271B	100		E
Impulsverstärkerröhren				
SRS 453*	≈ LV 21	Impulsleistung ca. 250 kW		B
SRS 454	≈ 5 D 21	Impulsleistung ca. 1 MW		B
Sendergleichrichterröhren				
GRS 201		0,1		E
GRS 251	AG 1006	$\hat{u}_{a\,sperr}$ = 25 kV		B

*) Röhre befindet sich in der Entwicklung.

Die Qualität der Senderöhren ist ausgezeichnet. Das beweist die Tatsache, daß die Senderöhren der UKW- uud Fernsehsender der Deutschen Demokratischen Republik, die überwiegend im Werk für Fernmeldewesen gefertigt werden, eine viel längere Lebensdauer haben, als der Lebensdauererwartung entspricht.

Katodenstrahlröhren

Auch für Oszillografenröhren und für die Fernsehbildröhren wurde eine neue Typenbezeichnung eingeführt. Der erste Buchstabe bedeutet: B = Bildschirmröhre, F = Bildgeberröhre (Röhre mit Fotokatode), S = Schalterröhre, Speicherröhre. Die folgende Zahl gibt den größten Schirmdurchmesser in cm an (bei Schalterröhren die Zahl der Kontakte bzw. Stufen). Der zweite Buchstabe bedeutet: M = vollmagnetisch fokussiert und abgelenkt, S = vollstatisch fokussiert und abgelenkt, G = gemischt (statisch und magnetisch) fokussiert bzw. abgelenkt, P = Polarkoordinatenröhre. Die folgende zweite Zahl ist eine Typennummer; für Zweistrahlröhren werden hier die Zahlen 20 bis 29 verwendet.

In der Deutschen Demokratischen Republik werden gegenwärtig folgende Katodenstrahlröhren hergestellt:

VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN

Oszillografenröhren

neue Bezeichnung	alte Bezeichnung
B 8 S 1	2067
B 13 S 1	2066
B 13 S 2	2068 a
B 13 S 2 N	2068 an
B 13 S 4	2068 c
B 13 S 4 N	2068 cn

Diese Röhren wurden bereits im Messebericht 1954 ausführlich besprochen.

Bildröhren für Fernsehempfänger

neue Bezeichnung	alte Bezeichnung	
B 13 M 1	2786	Dia-Abtaströhre
B 16 M 1		Dia-Abtaströhre mit aluminisiertem Schirm (Neuentwicklung)
B 30 M 1	2963	30-cm-Bildröhre mit Ionenfalle für Wechselstrom, runder Schirm
B 30 M 2		30-cm-Bildröhre mit Ionenfalle für Allstrom, runder Schirm

Eine 43-cm-Bildröhre mit rechteckigem Schirm ist in der Entwicklung. Die 23-cm-Bildröhre B 23 M 1 = 23 LK 1 b ist nicht mehr im Fertigungsprogramm des Werkes enthalten.

Im VEB FUNKWERK ERFURT werden nur Oszillografenröhren hergestellt. Ihre Bezeichnungen lauten jetzt:

neue Bezeichnung	alte Bezeichnung
B 6 S 1	OR 1/60/05
B 7 S 1	(LB 8)
B 10 S 1	OR 1/100/2
B 10 S 2	OR 1/100/2/6
B 10 S 3	ORP 1/100/2
B 10 S 21	OR 2/100/2
B 10 S 22	OR 2/100/2/6
B 16 P 1	(≈ LB 13/40)
B 16 S 21	OR 2/160/2
B 16 S 22	OR 2/160/2/6

Außerdem ist eine Dekadenzählröhre, S10 S1, in der Entwicklung.

Dezimeter- und Zentimeterröhren

Die bereits zur Messe 1954 gezeigten Metallkeramikröhren des VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN, LD 6, LD 7, LD 9, LD 11 und LD 12, sind im Heft 10 (1954) ausführlich besprochen worden. In diesem Werk werden auch Klystrons zur Schwingungserzeugung im Zentimeterwellengebiet gefertigt. Außer dem im Vorjahr ausgestellten Reflexionsklystron 723 A/B für λ = 3,2 cm wurden noch die Typen 726 B — ein Reflexionsklystron für 10 cm Wellenlänge — und 707 B — ein Reflexionsklystron mit äußerem Kreis für λ = 8 bis 25 cm — entwickelt.

Im VEB FUNKWERK ERFURT befindet sich ein Zweikammerklystron in der Entwicklung.

Erwähnt sei hier noch, daß im Werk für Fernmeldewesen auch mehrere Magnetfeldröhren und Sperröhren hergestellt werden. Der Typ 730 ist ein Impulsmagnetron für 3,2 cm, die Typen 2332 a (λ = 2,8 bis 10 cm) und 2332 b (λ = 1,5 bis 3 cm) sind Nullschlitzmagnetfeldröhren. In Leipzig waren diese Röhren nicht ausgestellt.

Sperröhren sind gasgefüllte Glaskörper, die den Empfänger eines Funkmeßgerätes sperren, wenn ein an der gleichen Antenne angeschlossener impulsgesteuerter Sender arbeitet. Überschreitet die Senderausgangsspannung einen bestimmten Wert, wird die Gasfüllung der Sperröhre leitend. Die parallel zum Empfängereingang geschaltete Sperröhre schließt dann den Empfängereingang kurz. Sperröhren werden im allgemeinen nur für Zentimeterwellenbetrieb benutzt. Die ursprüngliche Form, ein Glaskörper ohne Elektroden (Nullode) (LG 71, LG 73, LG 75), wie sie gegen Ende des Krieges

hergestellt wurde, ist überholt. Die modernen Sperröhren sind mit einer Zündanode sowie Ankoppelflächen oder einem eingebauten Schwingungskreis ausgeführt. Zur ersten Art, für die Ankopplung an einen äußeren Kreis, gehören die Sperröhren 721 A (λ = 10 cm) und 724 (λ = 3,2 cm). Die 1 B 24 dagegen ist eine Sperröhre mit eingebautem Kreis (λ = 3,2 cm).

Gasgefüllte Röhren

Röhren mit Gasfüllung werden nach der Art ihrer Katode in drei Gruppen eingeteilt: Röhren mit Glühkatode, Röhren mit flüssiger Katode und Röhren mit kalter Katode.

Gasgefüllte Röhren mit Glühkatode werden vom VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN hergestellt. Auf dem Ausstellungsstand in Halle VII waren mehrere Typen zu sehen. Im allgemeinen sind die Röhren mit einer Oxydkatode versehen. Die Oxydschicht der direkt geheizten Röhren ist unmittelbar auf die Wolframwendel aufgebracht. Dagegen ist die emittierende Schicht der indirekt geheizten Röhren auf einen großflächigen Nickelblechkörper aufgebracht, der durch eine Wolframwendel geheizt wird. Die Anode besteht aus Graphit oder aus Nickelblech, das mit einer Kohlenstoffschicht überzogen ist, weil Kohlenstoff eine hohe Elektronenaustrittsarbeit besitzt.

Man unterscheidet grundsätzlich zwei Arten von Röhren: Einweggleichrichter mit Quecksilberdampffüllung, ungesteuert, und gasgefüllte Röhren mit Gittersteuerung, die Thyratrons. Da mit Thyratrons nicht nur Gleichströme, sondern auch Wechselströme gesteuert und geschaltet werden können, lassen sie sich sowohl als regelbare Gleichrichter als auch zur Steuerung von Antrieben und als elektronische Schalter einsetzen. Auf der Messe wurden im wesentlichen dieselben Typen wie im Vorjahr gezeigt. Der erste Buchstabe in der Typenbezeichnung für Thyratrons ist ein S, bei ungesteuerten Gleichrichtern ein G. Die folgende Zahl gibt die maximale Sperrspannung in kV, die zweite Zahl den maximalen Scheitelwert des Anodenstromes in A an. Es folgt ein „d" (direkt geheizt) oder „i" (indirekt geheizt). Eine römische Ziffer kennzeichnet die Gasfüllung. Hier bedeutet: I = Argon, II = Helium, III = Wasserstoff, IV = Krypton, V = Xenon. Fehlt die römische Ziffer, handelt es sich um eine Röhre mit Quecksilberdampffüllung.

Die ungesteuerten Gleichrichter sind ausschließlich mit Quecksilberdampf gefüllt. Bei den Thyratrons gibt es außer Röhren mit Quecksilberdampf- auch solche mit Edelgasfüllung. Hierdurch wird der Nachteil der Quecksilberdampffüllung, eine starke Temperaturabhängigkeit, vermieden. Die Gasfüllung kann auch aus einer Mischung verschiedener Edelgase bestehen, in der das durch die römische Ziffer gekennzeichnete Gas überwiegt. Es ist für die üblichen Regel- und Gleichrichtungszwecke das Krypton; Helium findet bei Kippschwingröhren, Xenon beim Doppelgitterthyratron S 1,3/0,5 i V Verwendung. Thyratrons mit Wasserstoffüllung eignen sich gut für Impulsbetrieb.

Gasgefüllte Röhren mit flüssiger Katode werden vom VEB ELEKTRO-APPARATE-WERKE J. W. STALIN, Berlin-Treptow, hergestellt. Das am Boden der Glasgefäße dieser Röhren enthaltene flüssige Quecksilber dient als Katode. Zum Einleiten des Zündvorganges ist eine Zündanode vorhanden. Der entstehende Lichtbogen geht dann auf die Erregeranoden über und wandert während des Betriebes zu den Hauptanoden. Diese Quecksilberdampfgleichrichter werden mit Drehstrom gespeist und enthalten infolgedessen drei oder sechs Hauptanoden. Es gibt aber auch Quecksilberdampfgleichrichter mit Gittersteuerung.

Die ebenfalls im VEB Elektro-Apparate-Werke J. W. Stalin gefertigten und am Ausstellungsstand dieses Werkes gezeigten Ignitrons enthalten keine Zündanode. Hier taucht ein Zündstift aus einem Halbleitermaterial (Borkarbid) in die Quecksilberkatode ein. Außerdem ist nur eine Anode vorhanden. Ignitrons werden in Glas- oder Eisengefäße eingebaut. Sie dienen zum Gleichrichten oder Steuern sehr hoher Wechselströme, wie sie zum Beispiel bei Schweißgeräten erforderlich sind. Auch der VEB Werk für Fernmeldewesen stellt ein Glasignitron her. Die größeren Ignitrons werden mit Wasser gekühlt.

Die vom VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN hergestellten Spannungsstabilisatoren wurden umbenannt. Aus der Buchstabengruppe STV wurde STR. Unter den ausgestellten Typen befanden sich zwei neuentwickelte Stabilisatoren in Miniaturröhrenausführung: die STR 85/10 — eine Präzisionsspannungsstabilisierungsröhre mit außerordentlich engen Toleranzen, Querstrombereich 1 bis 10 mA — und die STR 90/40 mit einem Querstrombereich von 1 bis 40 mA.

Auch die DEUTSCHE GLIMMLAMPEN-GESELLSCHAFT PRESSLER, Leipzig, stellt eine ganze Anzahl von Spannungsstabilisatoren — die sie Glättungsröhren nennt — her. Die GR . . .-Typen enthalten nur eine Glimmstrecke und werden mit den verschiedensten Sockeln für Querströme bis zu 60 mA gefertigt. Die GRS . . .-Typen zur Stabilisierung höherer Spannungen bei kleinen Strömen enthalten mehrere Glimmstrecken. Ihr Ruhestrom beträgt 0,1 mA.

Außer den Glättungsröhren zeigte die Deutsche Glimmlampengesellschaft Pressler verschiedene technische Signalglimmröhren mit Einbaufassungen. Die Überspannungssicherungen wurden ergänzt, so daß jetzt Typen mit Zündspannungen bis zu 1400 V zur Verfügung stehen. Für den Nachweis und die Anzeige von Hochspannungen von 5 bis 100 kV wurde eine neuentwickelte Form gezeigt, bei der ein Kontrastschirm Fehlanzeigen durch Einwirkung von Fremdlicht verhindert.

Darüber hinaus sind weitere Typen von Elektronenblitzröhren für verschiedene Sonderzwecke entwickelt worden, zum Beispiel eine Blitzröhre kleinsten Ausmaßes, die zum Fotografieren des Körperinnern verwendet werden kann.

STR 85/10, Präzisionsspannungsstabilisator in Miniaturausführung

Fotozellen

Ein besonders reichhaltiges Programm zeigte die DEUTSCHE GLIMMLAMPENGESELLSCHAFT PRESSLER auch auf dem Gebiet der Fotozellen, die für Tonfilmgeräte aller auf dem Weltmarkt befindlichen Typen vorhanden sind. Auch der VEB CARL ZEISS, Jena, stellt solche Fotozellen her, die mit Argon oder Krypton gefüllt sind. Beide Firmen fertigen außerdem Fotozellen für Meßgeräte sowie Normal- und Spezialzellen für Technik und Wissenschaft in den verschiedensten Formen, so daß Fotozellen für alle möglichen Aufgaben der elektronischen Meßtechnik, der Regeltechnik und der Steuerungstechnik in der Deutschen Demokratischen Republik zur Verfügung stehen. Besondere Beachtung verdient eine neuentwickelte Fotozelle der Firma Pressler zum Nachweis schwacher Lichtintensitäten, bei der die störende thermische Elektronenemission um etwa zwei Größenordnungen herabgesetzt werden konnte.

Die Röhrenfertigung des VEB Carl Zeiss umfaßt noch Widerstandszellen für den Spektralbereich der Röntgenstrahlen, der sichtbaren ultravioletten und der ultraroten Strahlen. Ferner wurden Selenfotoelemente mit Durchmessern von 5 bis 67 mm und Minimalempfindlichkeiten von 3 bis 725 μA angeboten. Selenfotoelemente mit viereckigen Abmessungen haben eine Empfindlichkeit von 165 bis 195 μA.

Zum Gebiet der Fotoelektronik gehören auch die Bildwandler und die Sekundärelektronenvervielfacher, da sie eine Fotokatode besitzen. Beide Arten werden vom VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN hergestellt. Das Superikonoskop 2745 hat jetzt die Bezeichnung F 9 M 1 erhalten. Ein weiteres Superikonoskop mit Potentialstabilisierung durch eine Hilfsfotokatode ist in der Entwicklung (F 9 M 2). Auch ein zweiter Sekundärelektronenvervielfacher mit Fotokatode, ein Meßvervielfacher Typ 2740 M, wurde im Werk für Fernmeldewesen neu entwickelt.

BAUELEMENTE

Die Bauelementeindustrie hat einige Neuentwicklungen geschaffen, die besonders dem Bestreben der Gerätebauer nach kleinsten Abmessungen ihrer Erzeugnisse bei größter Leistungsfähigkeit Rechnung tragen. Darüber hinaus waren die Entwicklungsarbeiten auf diesem Sektor unseres Fachgebietes im letzten Jahr weitgehend von der am 1. Januar 1955 in Kraft getretenen Verordnung über Hochfrequenzanlagen bestimmt, so daß jetzt zahlreiche Entstörungsbauelemente für die verschiedensten Zwecke zur Verfügung stehen.

● Der VEB WERK FÜR BAUELEMENTE „CARL VON OSSIETZKY", HV-RFT, Teltow, hat sein umfangreiches Fertigungsprogramm um einige bedeutende Neuentwicklungen erweitert.

Mikrowiderstände

Für den Aufbau elektronischer Hörhilfegeräte, in Transistorschaltungen und überall dort, wo es auf geringste Abmessungen ankommt, wird man die neuentwickelten Mikrowiderstände einsetzen, die bei einem Durchmesser von 1,5 mm nur 7 mm lang sind. Es handelt sich hierbei um Volumenwiderstände als Lamellarleiter auf anorganischer Basis, deren Anschlußdrähte kappenlos angesintert werden. Die Widerstandswerte dieser Kleinstbauelemente liegen zwischen 100 Ω und 500 kΩ bei einer Belastung von 0,05 W, gegen kurzzeitige starke Überlastungen sind sie unempfindlich. Der TK ist mit etwa —1 ‰/° C angegeben, der Wirkwiderstand ist bei 100 kΩ und 100 kHz praktisch konstant. Das Werk liefert die Mikrowiderstände in einer Toleranz von ± 20 %.

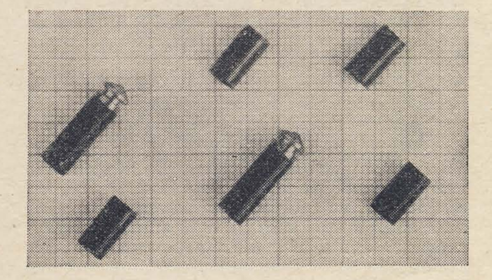
Kapillarwiderstände

Als weitere Neuentwicklung bringt das Ossietzkywerk Kapillarwiderstände heraus. Sie ersetzen dicke niederohmige Drahtwicklungen bzw. Bänder, deren Herstellung einige Schwierigkeiten bereitet und werden in den Werten von 0,1 Ω bis 1 Ω hergestellt. Die Belastung beträgt 4 W/cm², woraus sich besonders kleine Abmessungen ergeben. Der TK dieser Widerstände ist positiv und hängt von der Legierung des Teilstoffes ab. Bei einer Länge bis zu 100 mm können die Kapillarwiderstände bis zu 50 W belastet werden. Der Durchmesser beträgt ca. 5 mm.

Entstörwiderstände für Sonderzwecke

Die auf organischer Basis entwickelten speziellen Entstörwiderstände mit besonders kleinen Abmessungen vertragen Impulsspannungen bis zu 15 kV. Ihr Widerstandswert beträgt max. 6 kΩ mit einer Toleranz von ± 20 %. Der TK ist negativ und liegt bei —1 ‰/° C. Sie werden mit einem Durchmesser von 5 mm und einer Länge von 9 mm gefertigt.

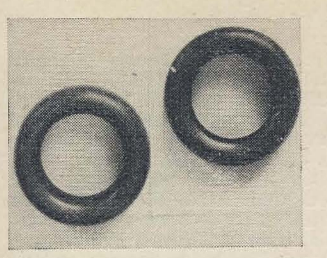
Als weiteres Entstörungsbauelement wurden Entstörwiderstände in der zentralen Abnahme des Verteilers angeboten. Die Widerstände werden an Stelle der Abnahmekohle benutzt und dienen zur Dämpfung der Störspannungen des Überschlagverteilers. Die Ohmwerte betragen 10 kΩ mit einer Toleranz von ± 20 %, der TK liegt bei —1 ‰/° C. Abmessungen: Länge 12 mm, Durchmesser 4,9 mm, Länge der Kohle 3 mm.



Entstörwiderstände des Ossietzkywerkes mit kleinen Abmessungen

Sendustsinterkerne

Sendustsinterkerne sind eine Neuentwicklung des Ossietzkywerkes, die sich besonders zur Anwendung in den Tropen eignen, da sie sich bei korrodierenden Angriffen selbst passivieren. Sie bestehen aus einer Alsiferlegierung (Aluminium, Silizium, Eisen). Gegenüber den gebräuchlichen Carbonyleisenmassekernen haben Alsiferkerne



Sendust-sinterkerne

bei Permeabilitäten > 50 geringere magnetische Verlustbeiwerte. Sendustkerne lassen sich sehr gut in der Fernmeldetechnik und überall dort verwenden, wo zum Einsparen von Raum und Kupfer hohe Permeabilitäten erforderlich sind.

Der TK der Permeabilität ist negativ, so daß das Material in Verbindung mit nichtlegierten ferromagnetischen Werkstoffen zu dem auf einen vorgegebenen TK kompensierten Kern zwischen 0,5‰ und 1‰ verarbeitet werden kann. Für Ringe gibt das Werk folgende Durchschnittswerte an:

Permeabilität	65 bis 70,
Hysteresebeiwerte	55 bis 60 cm/kA,
Wirbelstrombeiwerte	0,5 bis 2 μs,
Nachwirkungsbeiwerte	10 bis 20 ‰.

● Einen guten Überblick über das Fertigungsprogramm aller Kondensatorentypen für die Rundfunk- und Fernmeldetechnik, die Entstörung von Geräten und Maschinen sowie für die Hochspannungs- und Starkstromtechnik gewährte der Stand des VEB KONDENSATORENWERK GERA HV-RFT in Leipzig.

Elektrolytkondensatoren

Auf dem Gebiet der Elektrolytkondensatoren wurden Kleinstkondensatoren im Aluminiumgehäuse mit den Abmessungen 10 mm ⌀ × 35 mm und den Werten 50 μF, 30/35 V, angekündigt.

Diese Kondensatoren sind besonders für Transistorenschaltungen und als Kopplungskondensatoren gedacht.

Die Fotoblitzkondensatoren (500 μF, 500 V) werden jetzt in verbesserter Ausführung mit einer besonders hohen Schaltfestigkeit geliefert.

Das Programm der Doppelkapazitäten mit aufgerauhter Anode hat der VEB Kondensatorenwerk Gera um die Ausführung 50 + 50 μF erweitert. Von den bereits bekannten Typen für 500/550 V sowie für 450/500 V sollte besonders dem letzten Typ mehr Aufmerksamkeit geschenkt werden, da diese Kondensatoren für die meisten Anwendungsfälle spannungsmäßig ausreichen.

Styroflexkondensatoren

Die Styroflexkondensatoren sind nunmehr in allen Ausführungen hochfrequenzkontaktsicher. Längere Dauerversuche haben gezeigt, daß das Verschweißen der Anschlußstreifen mit den Belagfolien einen einwandfreien Kontakt auch bei Spannungen < 1 mV gewährleistet. Neu aufgenommen wird die Fertigung von Styroflexliliputkondensatoren mit noch kleineren Abmessungen. Unter Beibehaltung aller technischen Daten,

Verlustfaktor tg δ	$\leq 0{,}3 \times 10^{-3}$ bei 800 Hz bzw. $< 1 \times 10^{-3}$ bei 1 MHz,
Temperaturbeiwerte der Kapazität	$= -150 \times 10^{-6}$/° C,
zeitliche Konstanz der Kapazität	$= 3 \times 10^{-3}$ (Richtwert),
Isolation	= Zeitkonstante 5000 s,

betragen die Abmessungen für Kondensatoren von 50 bis 500 pF 4 bis 5 mm ⌀ × 10 mm, für Kondensatoren mit Kapazitätswerten von 500 bis 1000 pF 5 bis 6 mm ⌀ × 10 mm, Nennspannung 125 V. Die Kondensatoren von 50 pF bis 250 pF für 500 V Nennspannung sind mit den Maximalabmessungen von 8 mm ⌀ × 15 mm lieferbar.

Störschutzkondensatoren

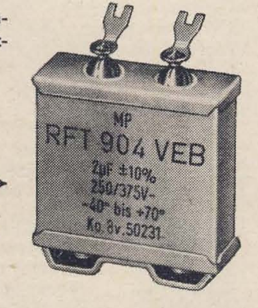
Das Programm der Störschutzkondensatoren ist ebenfalls erweitert worden, und zwar vorwiegend in der Klasse 3 und für Kondensatoren mit und ohne Berührungsschutz. In diesem Zusammenhang seien auch die Durchführungskondensatoren und Entstördrosseln für hochwertige Entstörungen erwähnt, für deren Verwendung die „Entstörungsanleitung und Fertigungsliste für Störschutzkondensatoren und Störschutzdrosseln" des VEB Kondensatorenwerk Gera wertvolle Hinweise gibt.

Auf dem Sektor der Papier- und Metallpapierkondensatoren werden die bereits bekannten Ausführungen nach den DIN-Vorschriften in großer Typenzahl geliefert.

Entsprechend den Wünschen aus Verbraucherkreisen wurde das Programm der Mittelfrequenzkondensatoren durch eine Ausführung mit drei Kapazitäten in einem Gehäuse erweitert, um in Mittelfrequenzanlagen eine feinere Abstimmung zu ermöglichen.



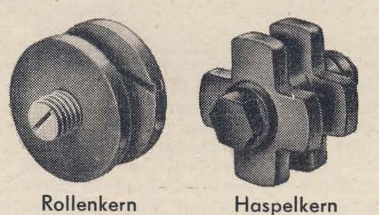
Durchführungskondensator für die Funkentstörtechnik



Metallpapierkondensator 2 μF ± 10%, 250/375 V

Hochfrequenzeisen

Ein weiterer Fertigungszweig des Kondensatorenwerkes Gera sind die Bauelemente aus Hochfrequenzeisen. Das Fertigungsprogramm umfaßt Spulenkerne aus Spritz- und Preßmassen sowie Gewindekerne. Daneben werden auch Spulenaufbauten in Polystyrolausführung geliefert. Die einzelnen Typen sind ausführlich in einer neuen Fertigungsliste beschrieben, die nach dem neuesten technischen Stand und unter Berücksichtigung der Rohstofflage ausgearbeitet wurde.



Rollenkern Haspelkern

● Außer den bereits in unseren Messeberichten 1953 und 1954 erwähnten Zerhackern und Wechselrichtern werden im VEB ELEKTROMECHANIK (vorm. BACO), Berlin-Pankow, Drahtdrehwiderstände, Steckverbindungen, Klingeltransformatoren und elektrische Türverriegler gefertigt.

Drahtdrehwiderstände

Die nach der Norm DIN 41464 hergestellten Drahtdrehwiderstände lassen sich als veränderliche Vorschaltwiderstände und als Potentiometer verwenden. Der Widerstandswerkstoff besteht aus Konstanten- oder Chromnickeldraht. Die Drahtwindungen sind besonders festgelegt, so daß sie sich bei normaler Belastung mit der Nennlast nicht verschieben können. Der VEB Elektromechanik liefert Drahtdrehwiderstände mit den Werten 50 Ω bis 10 kΩ für eine Belastbarkeit von 3 und 5 W.

Steckverbindungen

Zur Herstellung kontaktsicherer Anschlüsse für Mikrofone, Tonabnehmer, Verstärker usw. werden 4polige und 6polige Steckverbindungen gefertigt. Sie bestehen aus einem Steckerteil mit feststehendem Kontaktmesser und einem Buchsenteil. Die konstruktive Ausbildung ermöglicht eine Selbstreinigung der Kontakte beim Zusammenstecken der Verbindung. Hierdurch sind die Steckverbindungen für Spannungsquellen mit niedrigem Pegel geeignet, da Übergangswiderstände praktisch nicht auftreten können. Die Armaturen bestehen aus Druckguß und schirmen den Stecker gegen äußere Felder ab. Für den Einbau in Geräte dient die Flanschdose mit Buchseneinsatz, die zur Aufnahme des Steckers mit einem Innengewinde versehen ist. Es werden auch Flanschdosen mit Messereinsatz hergestellt. Für die Verbindung von Kabeln untereinander dienen Kupplungsdosen und Kupplungsstecker. Diese sind mit einem Knickschutz für das Kabel ausgerüstet.

● Das reichhaltige Fertigungsprogramm des VEB KONDENSATORENWERK FREIBERG HV-RFT wurde um die in Leipzig gezeigten Elektrolytkondensatoren der Klasse 2 im zylindrischen Aluminiumgehäuse mit glatten Anoden erweitert. Gegenüber den Elektrolytkondensatoren der Klasse 3 mit einem Temperaturbereich von 0 bis 60° C sind die für Temperaturen von — 20° bis + 70° C vorgesehenen Klasse-2-Kondensatoren besonders für den Einbau in kommerzielle Geräte mit hohen Anforderungen geeignet. Darüber hinaus ergeben sich wesentlich größere Exportmöglichkeiten. Es werden Niedervoltelektrolytkondensatoren von 50 bis 500 μF für die Spannungen 6/8 bis 100/110 V- und Hochvoltelektrolytkondensatoren bis zu 50 μF für Spannungen von 160/175 bis 500/550 V- geliefert. Für den Einbau der Kondensatoren in die Schaltung ist die bewährte zentrale Schraubenbefestigung mit M-18-Gewinde vorgesehen. Auch die im Kondensatorenwerk Freiberg hergestellten Hoch- und Niedervoltelektrolytkondensatoren im Kunststoffgehäuse werden jetzt für zentrale Schraubbefestigung mit Preßstoffmutter M 18 geliefert.

● Eine reiche Auswahl speziell für die Entstörung von Hochfrequenzanlagen vorgesehener Bauelemente zeigte die Firma ELEKTROMECHANISCHE WERKSTÄTTEN ERNST GROSS, Sömmerda in Thüringen, in Leipzig. Hierzu gehören Störschutzkondensatoren nach VDE zur Rundfunkentstörung der Klassen 1 und 3 für Betriebstemperaturen von 0 bis 60° C und Nennspannungen von 500 bis 1000 V, zehn verschiedene Typen von Störschutzkombinationen für die Entstörung von Büromaschinen, Registrierkassen, Motoren usw. sowie einige Entstörvorsatzgeräte. Für die Entstörung elektrischer Motoren und Schalteinrichtungen in feuchten Räumen, wie Kühlschränke, Waschmaschinen und Hauswasserpumpen, sind die als Feuchtraumausführung lieferbaren Störschutzkondensatoren der Klasse 1 für einen Temperaturbereich von — 40 bis + 70° C besonders geeignet. Für den Einbau in Entstörgeräte und Entstörvorsätze fertigt diese Firma jetzt auch einige Kondensatordrosseln. Es sind dies die Typen: Doppeldrossel 2 × 0,8 mH, 2 × 1,5 Ω, etwa 2,5 nF, Prüfspannung 1000 V; Doppeldrossel 2 × 1,4 mH, 2 × 2 Ω, etwa 3 nF, Prüfspannung 1000 V; Doppeldrossel 2 × 3,4 mH, 2 × 3,5 Ω, etwa 5 nF, Prüfspannung 1000 V.

Qualifizierungskurse für Rundfunkmechaniker in Groß-Berlin

Wie uns die Handwerkskammer von Groß-Berlin mitteilt, beginnen im April dieses Jahres folgende Qualifizierungskurse für Rundfunkmechaniker:

1. Ein Kursus für UKW und Fernsehen
Beginn: 14. April 1955
Dauer: etwa sechs Monate

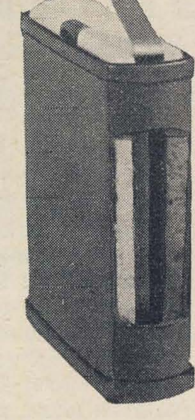
Zur Abschlußprüfung dieses Lehrganges werden nur Rundfunkmechanikermeister zugelassen.

2. Ein Vorbereitungskursus für die Meisterprüfung oder für die erleichterte Meisterprüfung (auf besonderen Antrag)
Beginn: 18. April 1955
Dauer: etwa sechs Monate

Die Meisterprüfungen finden je nach Bedarf im Laufe des Jahres statt.

Wir bitten alle Rundfunkmechaniker, die an diesen Kursen interessiert sind, sich wegen näherer Auskünfte an den Kollegen Behnke oder an die Kollegin Schulz, Handwerkskammer Groß-Berlin, Berlin NW 7, Neustädtische Kirchstraße 67, Tel. 225271, bzw. an den Kursusleiter, Kollegen Kurt Weinert, Obmann der Fachgruppe Rundfunk im Elektrohandwerk Groß-Berlin, Berlin N 54, Brunnenstraße 163, Tel. 423028, zu wenden und ihre Anmeldungen für diese Kurse möglichst umgehend abzugeben. *Die Redaktion*





Ansicht und Aufbau des IKA-Kleinstakkumulators

Der IKA-Kleinstakkumulator

Unter der großen Zahl der Kleinstbatterien, die in der Technik und im täglichen Leben verwendet werden, befindet sich auch eine Batterie, die sich in ihrem Aufbau, ihrer Konstruktion und Wirkungsweise wesentlich von den übrigen Batterien unterscheidet. Es ist der IKA-Kleinstakkumulator, der dem früheren Rulag-Akkumulator entspricht. Während fast alle Kleinstbatterien nach dem „Kohle-Zink-Braunstein-System" arbeiten und sogenannte Primärelemente (Trockenbatterien) darstellen, gehört der IKA-Kleinstakkumulator — wie sein Name schon sagt — zu dem Bereich der Sekundärelemente oder Akkumulatoren. Er ist auf dem Prinzip der Blei-Schwefelsäure-Akkumulatoren aufgebaut.

Die Elektroden bestehen aus metallischem Blei, Bleimennige und Bleiglätte. Als Bindemittel für die Bleioxyde und als Hauptbestandteil des Elektrolyten dient Schwefelsäure. Für das Zellengehäuse wird Celluloid verwendet.

Der IKA-Kleinstakkumulator ist eine Stromquelle, die hinsichtlich ihrer Größe und der darin aufgespeicherten Energie noch unübertroffen ist. Mit einem Gesamtvolumen von 17,5 cm³ ist er um etwa 16,5 cm³ (also fast um die Hälfte) kleiner als eine Zündholzschachtel. Ein klares Bild seiner Leistungsfähigkeit erhält man durch nachfolgende betriebliche Prüfbestimmungen.

„Einmaliges Entladevermögen nach sechs Wochen Lagerung ab Fertigungswoche bei normaler Zimmertemperatur bis zur Endspannung von 1,8 V bei gleichbleibend geregeltem Entladestrom von:

45 mA	in 10 Stunden	=	0,45 Ah
100 mA	in 4 Stunden	=	0,35 Ah
250 mA	in 1 Stunde	=	0,25 Ah
1000 mA	in 5 Minuten	=	0,083 Ah."

Diese Werte sind von der Technik für Spezialzwecke wiederholt gefordert worden. Der IKA-Kleinstakkumulator hat sie stets erfüllt. Zellen für Entladungen ab 250 mA werden nur auf Wunsch geliefert, da sie in bezug auf die Materialzusammenstellung für die Elektroden und deren elektrochemische Behandlung von der Normalfertigung etwas abweichen. Mit der Länge der Lagerzeit nimmt natürlich auch die Leistung ab.

Bei intermittierenden Entladungen, zum Beispiel in Taschenleuchten, liegt die Spitze bei 0,5 Ah. Die Ruhespannung beträgt zu Anfang mindestens 2,1 V, bei Belastung mit 7,5 Ω mindestens 2 V.

Das Diagramm im Bild 1 zeigt den Verlauf einer Entladung mit 100 mA, Bild 2 eine Entladung mit 1000 mA.

Es muß besonders hervorgehoben werden, daß der VEB Elektrotechnische Fabrik Sonneberg als einziger Betrieb der Klein- und Kleinstbatteriebranche auf dem Kontrollstreifen, mit dem jede Zelle nach der Endkontrolle versehen wird, eine Garantie für vier Monate gibt, die sich auf die Funktionsfähigkeit des IKA-Trockenakkumulators bezieht.

Seit etwa drei Jahren wird von der Elektrotechnischen Fabrik Sonneberg im verstärkten Maße die Möglichkeit des Nachladens beim IKA-Kleinstakkumulator popularisiert. Dies war auf Grund eingehender Versuche berechtigt. Wenn auch das Aufladen der hermetisch geschlossenen Zellen Sorgfalt und Überlegung erfordert, so beweisen doch die Fertigungszahlen für das Ladegerät, die nicht selten monatlich die 1000-Stückgrenze überschreiten, daß auch ein Laie das Nachladen durchaus vornehmen kann.

Der Betrieb entwickelte zwei Spezialladegeräte, Typ F 50/220 (für 220 V) und F 51/110 (für 110 V), beide für Wechselstrom, und nur mit diesen sollten die Nachladungen durchgeführt werden.

Empfehlenswert ist es, nicht restlos erschöpfte Zellen während der normalen Benutzungsdauer nachzuladen. Hierbei ist die Ladezeit nach der mehr oder weniger langen Inanspruchnahme des Akkumulators zu bemessen.

So ist zum Beispiel nach einer Stunde Benutzungsdauer eine Ladezeit von fünf bis sechs Stunden, nach eineinhalb Stunden Benutzungsdauer eine solche von acht bis neun Stunden erforderlich.

Bei Zellen, deren Leistung fast restlos aufgebraucht ist, beträgt die Ladezeit etwa 16 bis 18 Stunden. Bei beginnender Überladung (zu erkennen am Aufblähen des Akkumulators) ist das Aufladen einzustellen. Nachts sollte aus Sicherheitsgründen das Nachladen vermieden werden. Diese Sicherheitsvorschrift gilt übrigens auch für die Ladung normaler Akkumulatoren. Ältere Akkumulatoren, die bereits länger als zwei bis drei Monate verbraucht lagern, eignen sich in den meisten Fällen nicht mehr zum Aufladen. Das IKA-Entwicklungsbüro für Akkumulatoren und Elemente Zwickau hat Versuchsentladungen mit 160 mA Entladestrom und anschließender Nachladung mit 20 mA (Spezialladegerät, etwa 30 mA) durchgeführt. Dabei wurden bis zu 27 Nachladungen bei einer noch erzielten Leistung von 0,173 Ah erreicht, was einer etwa einstündigen Brenndauer gleichkommt. Ein durchschnittlich 10- bis 12 maliges Nachladen bei mechanisch einwandfreien Zellen kann als Norm durchaus vertreten werden und entspricht einer durchschnittlich gewonnenen Energiemenge von 4 Ah oder der Leistung von acht IKA-Kleinstakkumulatoren. Der Netzstromverbrauch des Ladegerätes ist sehr gering.

Zum Schluß sei noch erwähnt, daß der VEB Elektrotechnische Fabrik Sonneberg im Zuge der Erhöhung der Massenbedarfsgüterproduktion im Jahre der großen Initiative die Produktion einer Radiokofferheizbatterie aufgenommen hat. Diese Heizbatterie ist speziell für das vom VEB Stern-Radio Staßfurt neuentwickelte Radiokoffergerät hergestellt worden. Die technischen Daten sind 8V, 2,0 Ah. Die Vorteile gegenüber den bisher üblichen Trockenheizbatterien sind die konstante Spannungslage und keine zeitlich begrenzte Benutzungsdauer innerhalb des Bereiches der etwa 45stündigen Leistungsfähigkeit. Man kann also bei Bedarf das Gerät ohne Unterbrechung die oben angegebene Stundenzahl spielen lassen gegenüber einer täglich vierstündigen Höchstspieldauer bei Verwendung der üblichen Trokkenheizbatterien. Als dritter Vorteil ist auch hier die Möglichkeit einer Nachladung gegeben. Ein Ladegerät hierzu wird zur Zeit vom Betrieb noch entwickelt.

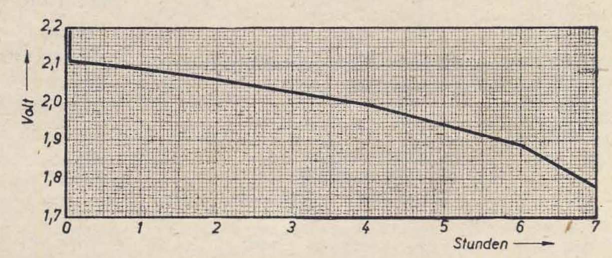


Bild 1: Entladekurve bei einem Entladestrom von 100 mA

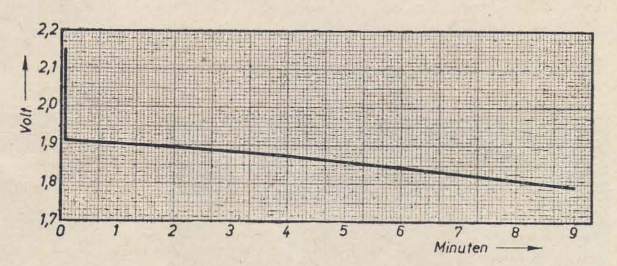


Bild 2: Die Kurve zeigt den Spannungsverlauf bei einem Entladestrom von 1000 mA

Nicht nur im Wetterdienst (Sonden), in der elektrischen Meßtechnik, als praktische Handleuchte, zum Antrieb elektrischer Uhren (Betriebszeit 10 bis 12 Monate) und in Blockfertigung (Zusammenschaltung mehrerer Zellen) für verschiedene Zwecke wird der IKA-Kleinstakkumulator verwendet, sondern jetzt auch für das Gebiet der Rundfunktechnik. Auch hier wird er sich auf Grund seiner Leistung als konkurrenzfähig erweisen.

KARLHEINZ KÖHLER

Bauanleitung für ein Diodenvoltmeter mit Tastkopf

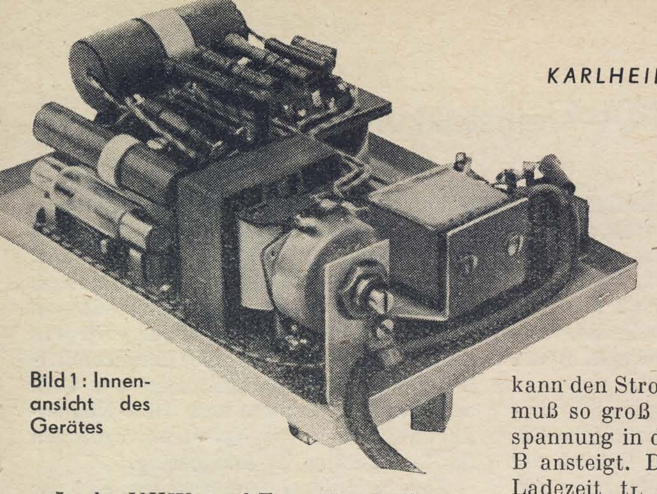


Bild 1: Innenansicht des Gerätes

In der UKW- und Fernsehtechnik werden Spannungsmesser für höhere Frequenzen benötigt. Die folgende Bauanleitung zeigt, wie man mit geringem Aufwand an Material ein Diodenvoltmeter selbst herstellen kann, das für Frequenzen bis zu 100 MHz verwendbar ist.

Grundsätzlich unterscheidet man bei der Diodengleichrichtung zwei Schaltungsarten: Die Reihen- und die Parallelschaltung (Bild 2). In den meisten Fällen wird die Parallelschaltung angewendet, da hier kein Gleichstromweg über das Meßobjekt erforderlich ist, um den Stromkreis der Diodenschaltung zu schließen. Für einige Messungen ist die Reihenschaltung daher nicht zu verwenden. Obwohl der Eingangswiderstand bei der Parallelschaltung

$$R_e = \frac{R}{3}$$

ist und bei der Reihenschaltung etwas höher liegt, nämlich

$$R_e = \frac{R}{2},$$

nimmt man diesen geringen Nachteil mit in Kauf.

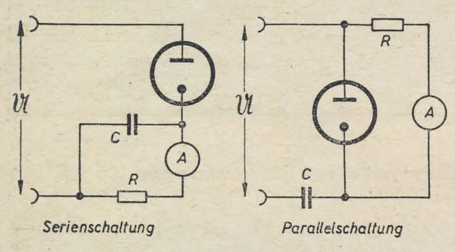


Bild 2: Schaltungsarten der Diodengleichrichtung

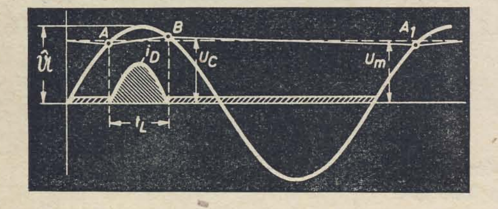


Bild 3: Arbeitsweise der verwendeten Diodengleichrichtung

Prinzipielle Arbeitsweise

Soweit es zum allgemeinen Verständnis der Wirkungsweise der Diodengleichrichtung erforderlich ist, sei hier folgendes erwähnt [1]:

Hat die Spannung U_C am Kondensator den Wert A erreicht, übersteigt die anliegende Wechselspannung $\mathfrak{U}$ jetzt die Kondensatorspannung, und die Diode kann den Strom i_D liefern (Bild 3). Dieser muß so groß sein, daß die Kondensatorspannung in der Ladezeit t_L auf den Wert B ansteigt. Da die Diode außerhalb der Ladezeit t_L den Strom sperrt, entlädt sich C wieder über R bis zum Wert A_1. Da sich dieser Vorgang wiederholt, pendelt die Kondensatorspannung U_C nur um den Mittelwert U_m.

Der Richtstrom i ist gewissermaßen der meßbare Gleichgewichtszustand zwischen Ladung und Entladung des Kondensators C und hängt von der mittleren Kondensatorspannung U_m und dem Widerstand R ab. Es ist $i = \frac{U_m}{R}$. Dabei muß R möglichst groß werden, um einen hohen Eingangswiderstand der Gleichrichteranordnung zu erhalten.

Schaltung des Gerätes

In der Schaltung nach Bild 4 ergibt sich ein Diodenanlaufstrom. Für relative Messungen stört der geringe Grundausschlag des Meßinstrumentes nicht. In diesem Falle ist es jedoch erforderlich, den Anlaufstrom zu kompensieren, was entweder durch eine Batterie oder durch einen Sirutor, der die Gegenspannung erzeugt, erfolgen kann. Die nötige Wechselspannung wird von der 13-V-Wicklung des Heiztransformators abgenommen.

Damit die Heizspannung der Röhre EAA 91 auch bei Netzspannungsschwankungen konstant bleibt, wird ein Eisenwasserstoffwiderstand in den Heizstromkreis geschaltet. Der Heiztransformator (M 42) hat folgende Daten:

Primär:
220 V, 4600 Wdg., 0,09 Ø CuL,
Sekundär:
13 V, 300 Wdg., 0,37 Ø CuL.

Als Instrument verwendet man ein Mikroamperemeter mit einer Empfindlichkeit von etwa 20 μA. Der Innenwiderstand soll möglichst gering sein und einen Höchstwert von etwa 2,5 kΩ nicht überschreiten. Bei größerem Innenwiderstand ist der kleinste Bereich von 1,5 V oder 2 V dann nicht mehr zu erreichen. Von diesem Instrument hängt also die Empfindlichkeit des gesamten Gerätes ab.

Der Arbeitswiderstand (R_1 = 100 kΩ) soll nach Möglichkeit eine ungewendelte Ausführung sein, da durch die Windungskapazität gewendelter Widerstände bei hohen Frequenzen kein reeller Widerstand für die HF-Spannung vorhanden ist. Sie fließt über die parallel zum Widerstand liegende Kapazität ab [2], wodurch der Eingangswiderstand bei hohen Frequenzen verringert wird.

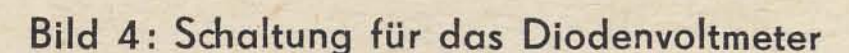


Bild 4: Schaltung für das Diodenvoltmeter

Aufbau des Gerätes

Das Gerät besteht aus zwei Teilen. Im Tastkopf sind nur die Röhre EAA 91, der Widerstand R_1 und die Kondensatoren C_1 bis C_3 untergebracht. Der Tastkopf besteht aus sechs Teilen, die aus Aluminium, Messing, Trolitul oder Plexiglas entsprechend den Maßskizzen (Bild 9) zu drehen sind. Als Stromzuführung dient ein vieradriges Kabel. Das Maß X und die Gummidurchführung sind dem Kabel so anzupassen, daß ein strammer Sitz gewährleistet ist. Beim Schalten des Tastkopfes ist zu beachten, daß die Anode 2 der EAA 91 direkt an die Lötfahne des im Teil 5 befestigten

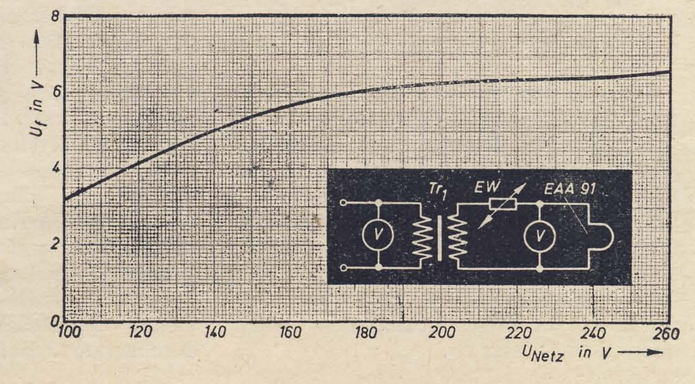


Bild 5: Regelcharakteristik des Eisenwasserstoffwiderstandes

Steckers angelötet wird. Das gleiche gilt auch für den Widerstand R_1. Die Kondensatoren C_2 und C_3 sind ebenfalls so kurz wie möglich an einen zentralen Massepunkt zu löten. Das andere Diodensystem liegt an Masse. Damit der Tastkopf einschließlich Kabel nach Bedarf abgenommen werden kann, erhält das vieradrige Kabel an seinem freien Ende eine Brechkupplung. Die übrigen Teile werden in einem Blechkästchen mit den Maßen 162 × 112 × 70 mm untergebracht. Es empfiehlt sich, alle Schaltelemente am Deckel zu montieren und zu verdrahten. Der genaue Sitz der einzuschraubenden Teile ist aus den Skizzen bzw. Fotos zu ersehen. Der im Mustergerät eingebaute Schalter S_2 war gerade vorhanden. Es kann natürlich ebenso ein normaler Stufenschalter verwendet werden, wobei dann aber zu beachten ist, daß die Widerstände R_4 bis R_7 andere Werte erhalten.

Das Potentiometer P_1 für die Nullpunktkorrektur und der Kondensator C_4 werden auf besonderen Winkeln befestigt. Für den letzteren ist keine Skizze angegeben, da sich die Maße nach dem verwendeten Schalter S_2 richten, auf dem der Winkel montiert wird. Der Sirutor und die Widerstände R_2 bis R_7 sind auf einem Lötösenbrettchen untergebracht.

Das Gehäuse und der Deckel erhalten vor dem endgültigen Zusammenbau einen grauen Lackanstrich.

Bild 6: Die Aufnahme zeigt das fertig aufgebaute Diodenvoltmeter mit dem Tastkopf →

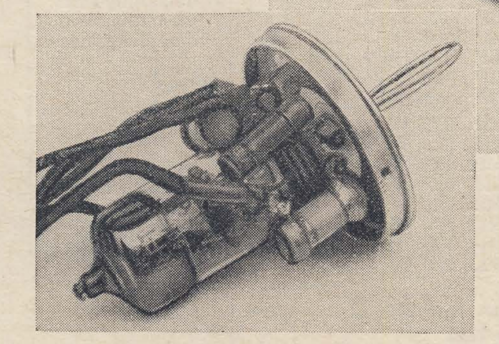


Bild 7: Tastkopf mit der Röhre EAA 91, dem Widerstand und den drei Kondensatoren ohne Gehäuse ↓

Befestigungswinkel für P_1

Bild 8: Maßskizzen des Gehäuses, des Deckels und des Befestigungswinkels

Teil 5 (2 Stück) an der Innenseite von Teil 3 durch M2 Schrauben befestigen

Bild 9: Maßskizzen für den Tastkopf

Eichung des Gerätes

Zunächst wird der Eisenwasserstoffwiderstand daraufhin untersucht, ob er einwandfrei arbeitet. Da sein Regelbereich 3 bis 9 V beträgt, darf sich die Heizspannung der EAA 91 bei Netzspannungsschwankungen von ± 10% nicht wesentlich ändern. Mit einem Multizet können wir bei einwandfrei arbeitendem Eisenwasserstoffwiderstand die Kurve nach Bild 5 aufnehmen.

Technische Daten

Frequenzbereich:	25 Hz bis 100 MHz
Meßbereich:	1,5 V bis 100 V
unterteilt in 5 Bereiche:	1,5; 5; 15; 50; 100 V
Eingangswiderstand bei 1 kHz:	33 kΩ
Eingangskapazität:	6,2 pF
Frequenzabhängigkeit der Anzeige bezogen auf 1 kHz:	± 5%
Röhrenbestückung:	1 × EAA 91
Heizspannungsstabilisierung mit	EW 3 bis 9 V/0,3 A
Abmessungen des Gerätes:	162 × 112 × 70 mm

Für die Eichung der Meßbereiche nimmt man einen Tongenerator mit bekannter Ausgangsspannung, eventuell unter Verwendung eines geeigneten NF-Voltmeters. Falls keines der beiden Geräte vorhanden ist, kann auch das Wechselstromnetz benutzt werden. Dabei ist ein Transformator zu verwenden, an dem die erforderlichen Spannungen abgegriffen und mit einem Multizet o. ä. verglichen werden können.

Zum Eichen des Gerätes wird die bei jedem Drehspulinstrument vorhandene Linearskala, zum Beispiel mit 0 bis 100 Skalenteilen, verwendet. Die Bereiche werden zunächst durch entsprechende Wahl der Widerstände R_2 und R_4 bis R_7 auf Endausschlag abgeglichen. Dabei kann man den kleinsten Bereich mit R_2 geringfügig verändern.

Hierbei ist zu beachten, daß beim kleinsten Meßbereich der elektrische und der mechanische Nullpunkt nicht an der gleichen Stelle liegen. Der elektrische Nullpunkt ist etwa auf 0,4 μA mit P_1 einzustellen, während der mechanische Nullpunkt durch das Instrument selbst gegeben ist. Die getrennte Anordnung der Nullpunkte hat den Vorteil, daß der elektrische Nullpunkt nur einmal im kleinsten Meßbereich eingestellt wird und dann für die anderen Bereiche ohne Korrektur stimmt.

Nach dem Abgleichen der Bereichswiderstände nimmt man für jeden Bereich eine Kurve auf, aus der die Werte für die Umzeichnung der Instrumentenskala entnommen werden können. Da die Diode im ersten Bereich im Anlaufstromgebiet arbeitet, ist hier der Kurvenverlauf etwas anders als in den höheren Bereichen. Man braucht daher mindestens zwei Skalen, von denen eine für den untersten und die andere für die restlichen Bereiche gilt.

Literatur

[1] Prof. Dr.-Ing. O. Zinke, Hochfrequenz-Meßtechnik, S. Hirzel-Verlag, Zürich.
[2] Diplomarbeit Adolf Mayer, TH Berlin 1937.

Zusammenstellung der verwendeten Teile

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
EW	EAA 91 Eisenwasserstoffwiderstand	3 bis 9 V/0,3 A, Messerkontakte	mit Fassung
C_1	Sikatropkondensator	2 nF	dämpfungsarm
C_2	Sikatropkondensator	2 nF	dämpfungsarm
C_3	Sikatropkondensator	2 nF	dämpfungsarm
C_4	MP-Kondensator	2 μF, 160/250 V	
C_5	Elektrolytkondensator	10 μF, 12/15 V	Kl. 3
C_6	Elektrolytkondensator	10 μF, 12/15 V	Kl. 3
R_1	Schichtwiderstand	100 kΩ, 0,25 W	
R_2	Schichtwiderstand	2 kΩ, 0,25 W	
R_3	Schichtwiderstand	1,5 MΩ, 0,25 W	
R_4	Schichtwiderstand	300 kΩ, 0,5 W	abgleichen
R_5	Schichtwiderstand	1,6 MΩ, 0,5 W	abgleichen
R_6	Schichtwiderstand	7 MΩ, 0,5 W	abgleichen
R_7	Schichtwiderstand	8 MΩ, 0,5 W	abgleichen
P_1	Potentiometer	2 MΩ, 0,4 W	
Gl	Sirutor		
A	Drehspulinstrument	20 μA, $R_i = 2000\ \Omega$	
Tr_1	Heiztransformator	siehe Text	
S_1	Kippschalter	vierpolig	
S_2	Stufenschalter	1 × 5 Kontakte	
Chassisteile nach Skizzen, diverse Kleinteile wie Schrauben, Muttern, Netzkabel usw.			

Aus der Arbeit der OIR

Die OIR (Organisation Internationale de Radiodiffusion) ist eine internationale Organisation, der die Rundfunkorganisationen von 19 europäischen und asiatischen Ländern angehören. Der Sitz der OIR ist Prag, wo ein ständiges Generalsekretariat und ein Technisches Zentrum zum Zwecke der internationalen Zusammenarbeit bestehen.

Die OIR besitzt einen Verwaltungsrat, eine Programmkommission und eine Technische Kommission. Alle drei Einrichtungen pflegen zweimal im Jahr eine gemeinsame Tagung, und zwar jeweils im Frühjahr und Herbst, abzuhalten.

Im folgenden soll einmal näher auf die Arbeit der Technischen Kommission eingegangen werden. Auf jeder Tagung der Technischen Kommission werden von den Teilnehmern aus den verschiedenen Mitgliedsländern Referate über technische Fragen gehalten, die die technische Arbeit des Rundfunks betreffen. Ein Teil dieser Referate wird auszugsweise im Bulletin der OIR, das etwa vierteljährlich in vier Sprachen (deutsch, russisch, französisch und englisch) erscheint, veröffentlicht. Die Delegationen der Mitgliedsländer erhalten jedoch die Referate in vollem Umfang, und es besteht daher auch für interessierte Leser in der Deutschen Demokratischen Republik die Möglichkeit, die Originale oder Übersetzungen dieser Arbeiten einzusehen.

Auf der im Frühjahr 1954 stattgefundenen X. Tagung der Technischen Kommission der OIR in Warschau wurden folgende Referate gehalten:

1. Ein neuer Mikrofontyp mit regelbarer Charakteristik (UdSSR)
2. Einige Fragen der Schallaufnahmetechnik (UdSSR)
3. Vergleichsgrößen für die Projektierung von Rundfunkstudios (Volksrepublik Polen)
4. Technik und wirtschaftliche Probleme des Fernsehens (Deutsche Demokratische Republik)
5. Der gegenwärtige Stand des Fernsehens in der CSR (CSR)
6. Technische Forderungen, die an moderne Fernsehzentren zu stellen sind (UdSSR)
7. Nichtlineare Analyse des piezoelektrischen Generators mit hoher Frequenzstabilität (Volksrepublik Polen)

Während ihrer X. Tagung beschloß die Technische Kommission, zur besseren Unterstützung ihrer Arbeit folgende drei Studiengruppen zu gründen:

Studiengruppe 1: Drahtfunk (Vorsitz: Sowjetunion)
Studiengruppe 2: Akustik und Studiotechnik einschließlich Schallspeicherung (Vorsitz: Deutsche Demokratische Republik)
Studiengruppe 3: Fernsehen (Vorsitz: Tschechoslowakische Republik)

Diese Studiengruppen konnten bereits auf der XI. Tagung der Technischen Kommission vom 30. 11. bis 10. 12. 1954 in Prag, auf der unter anderem der stellvertretende Direktor des CCIR, Mr. Leslie W. Hayes, anwesend war, Empfehlungen vorlegen, die von dieser angenommen wurden. Es ist zu erwarten, daß durch die Arbeit der Studiengruppen die technischen Voraussetzungen für den internationalen Programmaustausch im Hör- und Fernsehrundfunk eine schnelle Förderung erfahren und damit die Aktualität und der Umfang des Programms beträchtlich gesteigert werden können.

Über die folgenden auf der XI. Tagung vorgelegten Berichte fand ein reger Meinungsaustausch statt, der von einem freundschaftlichen Einvernehmen, großer Sachlichkeit und dem Wunsch nach intensiver Zusammenarbeit getragen war.

1. Die Normung bestimmter Fernsehübertragungsparameter (UdSSR)
2. Die Lichtpunktabtastung und die Übertragung episkopischer Vorlagen (Deutsche Demokratische Republik)
3. Schalldiffusität in Konzertsälen und die Möglichkeiten ihrer Messung (Finnland)
4. Die Konstruktion des neuen Funkhauses in Bukarest (Volksrepublik Rumänien)
5. Die Verbesserung der Qualität von Drahtfunkverstärkern (Volksrepublik Bulgarien)
6. Fernmessung in Drahtfunknetzen (UdSSR)
7. Das tschechoslowakische Gerät „Tesla" für die Fernübertragung von Rundfunkprogrammen (CSR)
8. Zulässige lineare Verzerrungsgrößen im Fernsehkanal (UdSSR)
9. Eine Theorie der Ausbreitung von Ultrakurzwellen auf große Entfernungen (CSR)
10. Verzerrungsmessungen in Rundfunk- und Schallaufzeichnungskanälen (UdSSR)
11. Verstärker für die Drahtfunkverteilung (Volksrepublik Rumänien)
12. Erfahrungen bei der Herstellung von Sendern in der Tschechoslowakei (CSR)

Das Staatliche Rundfunkkomitee stellte die Referate der Deutschen Staatsbibliothek, Zeitschriftenlesesaal, Berlin NW 7, Unter den Linden 8, zur Verfügung. Interessenten können dort sowohl die Originalreferate als auch die deutschen Übersetzungen einsehen.

Das Mitbestimmungsrecht bei Einstellungen

In unserer Deutschen Demokratischen Republik ist das Mitbestimmungsrecht der Werktätigen in einer ganzen Reihe von Gesetzen usw. festgelegt.

Das Mitbestimmungsrecht der Werktätigen erstreckt sich auch auf die Personalpolitik der Betriebe. So ist in der Verordnung über Kündigungsrecht vom 7. Juni 1951 festgelegt, daß Kündigungen von Arbeitsvertragsverhältnissen von seiten des Betriebes der vorherigen Zustimmung der Betriebsgewerkschaftsleitung bedürfen. An die Stelle der Betriebsgewerkschaftsleitungen tritt in Kleinbetrieben die Gewerkschaftsleitung für Kleinbetriebe (GfK) bzw. neuerdings die Leitung der Ortsgewerkschaftsgruppe. Besteht in einem Betriebe im Ausnahmefall keine Betriebsgewerkschaftsleitung oder ist der Betrieb nicht durch eine GfK erfaßt, dann ist die Zustimmung zur Kündigung von der nächsthöheren Gewerkschaftsleitung (Kreis- oder Gebietsgewerkschaftsleitung) einzuholen. Holt ein Betriebsleiter oder ein Betriebsinhaber diese Zustimmung nicht ein oder wird sie durch die in Betracht kommende Gewerkschaftsleitung verweigert, dann ist die Kündigung unwirksam bzw. darf vom Betrieb nicht ausgesprochen werden. Diese Bestimmungen gelten nicht nur für die privaten Betriebe, sondern auch für alle volkseigenen Betriebe, Verwaltungen usw. Ohne Rücksicht auf die Art oder den Charakter eines Betriebes ist demnach die Kündigung eines Beschäftigten stets von der vorherigen Zustimmung der zuständigen Gewerkschaftsleitung abhängig.

Mit Recht wird die Frage gestellt, ob eine derartige Zustimmung der Betriebsgewerkschaftsleitung auch bei Neueinstellungen erforderlich ist. Hier sind die Bestimmungen verschieden. In allen privaten Betrieben ist diese Zustimmung notwendig. In den für die einzelnen Gewerbezweige abgeschlossenen Wirtschaftszweigtarifverträgen für die privaten Betriebe heißt es übereinstimmend: „Die Einstellung oder Versetzung von Arbeitern und Angestellten erfolgt durch die Betriebsleitung nach vorheriger Zustimmung der BGL (Leitung der GfK bzw. Leitung der Ortsgewerkschaftsgruppe)." Ohne die vorherige Zustimmung der zuständigen Gewerkschaftsleitung darf kein Betriebsinhaber Arbeitskräfte einstellen. Hierbei spielt es keine Rolle, ob es sich um eine vorübergehende Beschäftigung oder um ein dauerndes Arbeitsvertragsverhältnis handelt.

Anders ist die Rechtslage in den Betrieben der volkseigenen Wirtschaft, deren Verwaltungen usw. Hier war ebenfalls in den früheren Kollektivverträgen die Zustimmung der Betriebsgewerkschaftsleitung bei Einstellungen festgelegt. Die neueren Kollektivverträge enthalten diese Bestimmung nicht mehr, so daß der Betriebsleiter, der persönlich die volle Verantwortung für die gesamte Leitung des Betriebes trägt, bei der Einstellung von Beschäftigten allein zu entscheiden hat. Gewiß kann der Betriebsleiter eines volkseigenen Betriebes vor einer beabsichtigten Einstellung eine Rücksprache mit seiner BGL oder dem Vorsitzenden derselben führen. Von diesem Recht kann er nach eigenem Ermessen Gebrauch machen. Eine Zustimmung der Betriebsgewerkschaftsleitung zu dem beabsichtigten Schritt des Betriebsleiters ist jedoch nicht mehr notwendig. Im Rahmen seiner Verwaltungsbefugnis steht dem Betriebsleiter eines volkseigenen Betriebes das Recht zu, einen bevollmächtigten Vertreter, Leiter der Kaderabteilung usw., zu beauftragen, Einstellungen vorzunehmen. Auch in diesem Fall ist eine Zustimmung der betrieblichen Gewerkschaftsvertretung nicht erforderlich. *kl-s.*

WERNER TAEGER

Die Berechnung von Niederfrequenzübertragern

Im Gegensatz zum Ausgangsübertrager, der als reiner Leistungsübertrager für eine maximale Induktion im Eisen von $\mathfrak{B} = 4000$ Gauß ausgelegt ist, muß man beim Entwurf eines Eingangsübertragers, ebenso wie bei Zwischenübertragern, von wesentlich anderen Gesichtspunkten ausgehen. Da es sich bei diesen Typen um die Übertragung von äußerst kleinen Wechselspannungen handelt, sollte man wegen der sich ergebenden geringen magnetischen Feldstärken für die Kerne derartiger Übertrager eine hochpermeable Eisenlegierung, wie Permalloy oder Mu-Metall, verwenden. Da diese Materialien aber nur schwer zu beschaffen sind, sollen für die Berechnung der Übertrager im folgenden die leichter erhältlichen gewöhnlichen Dynamobleche mit den üblichen Schnitten ebenfalls zugrunde gelegt werden.

Für alle NF-Übertrager wird die Übertragung eines Frequenzbereiches von 30 bis 15000 Hz gefordert, wobei die Abweichung der Frequenzcharakteristik von der geraden Linie ± 1 db nach Möglichkeit nicht überschreiten darf, wenn keine merklichen Lautstärkeunterschiede auftreten sollen (Unterschiede von 1 db sind gerade noch zu hören).

Neben der gleichstrommäßigen Trennung von Sekundär- und Primärkreis, wie es besonders bei Verstärkern für Kohlekörnermikrofone (die ja einer eigenen Gleichspannung bedürfen) erforderlich ist, besteht die Hauptaufgabe des Übertragers darin, den Generatorwiderstand einer elektroakustischen Stromquelle, wie Mikrofon, Tontaster und dergleichen, dem Widerstand des Verbrauchers — in den meisten Fällen also dem Eingangswiderstand einer Röhre — anzupassen.

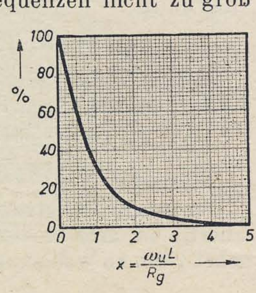
Da, wie gesagt, bei diesen Übertragern die Leistungsfrage keine wesentliche Rolle spielt, hängt die Wahl des Eisenquerschnitts nicht so sehr von der zu übertragenden Leistung, sondern hauptsächlich auch von dem erforderlichen Wickelraum für die Primär- und die Sekundärwicklung ab. Im allgemeinen kommt man bei reinen Spannungsübertragern mit dem quadratischen Mantelschnitt M 42 aus. Für diese Größe ist der wirksame Eisenquerschnitt F_E bei einem Eisenfüllfaktor von 0,9 = 1,3 cm², Höhe und Breite des Eisenpaketes b = 4,2 cm, der Wicklungsquerschnitt F_w = 1,9 cm², die mittlere Kraftlinienlänge im Eisen l_E = 10,2 cm und die mittlere Windungslänge l_m = 0,084 m.

Die Primärwindungszahl w_{pr} berechnet man aus der Formel für die Leerlaufinduktivität

$$L = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot F_E \cdot \mu_0 \cdot w_{pr}^2}{l_E} \cdot 10^{-8} \text{ in H}, \quad (1)$$

wobei μ_0 die Permeabilität darstellt, die sich für die kleinste zu erwartende Feldstärke ergibt. Für Dynamoblech IV (Siliziumeisen) ist μ_0 etwa 500.

Die Leerlaufimpedanz ωL muß möglichst groß gegen den Generatorwiderstand R_g sein, damit der Spannungsverlust bei den tiefen Frequenzen nicht zu groß wird. Im Bild 1 ist die Abhängigkeit dieses Spannungsabfalles vom Verhältnis $x = \frac{\omega_u L}{R_g}$ dargestellt, dabei ist ω_u die tiefste noch zu übertragende Kreisfrequenz, also etwa $2\pi \cdot 30 \approx 190 \frac{1}{s}$ (für 30 Hz). Je größer man das Verhältnis $\frac{\omega_u L}{R_g}$ wählt, um so geringer wird zwar der Spannungsabfall, um so mehr Windungen sind dann aber sowohl primär- als auch sekundärseitig für den betreffenden Übertrager notwendig. In den meisten Fällen rechnet man mit einem Wert von x = 3, was einem Spannungsverlust von etwa 5% bei den tiefen Frequenzen entspricht. Für besonders hochwertige Übertrager wählt man x entsprechend höher.



Durch Umstellen der Beziehung (1) erhält man die erforderliche Primärwindungszahl

$$w_{pr} = \sqrt{\frac{L \cdot l_E \cdot 10^8}{0{,}4\,\pi \cdot F_E \cdot \mu_0}}. \quad (1a)$$

Da nach dem vorhergegangenen

$$L = \frac{x \cdot R_g}{2\pi \cdot f_u} \text{ ist,}$$

(f_u = untere Grenzfrequenz, zum Beispiel 30 Hz), ergibt sich durch Einsetzen

$$w_{pr} = \sqrt{\frac{x \cdot R_g \cdot l_E \cdot 10^8}{0{,}8\,\pi^2 \cdot f_u \cdot F_E \cdot \mu_0}},$$

$$w_{pr} = 3560 \sqrt{\frac{x \cdot R_g \cdot l_E}{f_u \cdot F_E \cdot \mu_0}}. \quad (2)$$

Benutzt man nur den Mantelschnitt M 42 läßt sich die angegebene Beziehung noch erheblich vereinfachen. Wir setzen dann in (2) die angegebenen Werte für F_E und l_E ein und erhalten

$$w_{pr} \approx 10^4 \sqrt{\frac{x \cdot R_g}{f_u \cdot \mu_0}}. \quad (2a)$$

Wird weiter festgelegt, daß der höchstzulässige Spannungsabfall bei den tiefen Frequenzen 5% nicht übersteigen soll, also x = 3, und begnügen wir uns mit einer unteren Grenzfrequenz f_u = 30 Hz, so ergibt sich für die Primärwindungszahl die einfache Beziehung

$$w_{pr} \approx 3000 \sqrt{\frac{R_g}{\mu_0}}. \quad (2b)$$

Für Übertrager aus Dynamoblech IV kann als guter Mittelwert $\mu_0 \approx 500$ eingesetzt werden. Zum Vergleich sei auch noch der entsprechende Wert für Permalloy angegeben, in diesem Fall ist $\mu_0 \approx 10000$. Bemerkenswert ist der große Unterschied der sich mit diesen Permeabilitätswerten ergebenden Primärwindungszahlen. Für Dynamoblech ist nach (2b)

$$w_{pr,\,Dyn} = 134 \sqrt{R_g} \quad (2c)$$

und für Permalloy

$$w_{pr,\,Perm} = 30 \sqrt{R_g}. \quad (2d)$$

Für Übertrager mit Kernen aus Dynamoblech sind demnach rund 4,5mal so viel Windungen notwendig wie für einen Übertrager mit Permalloykern. Man würde also bei Verwendung des letzteren viel Kupfer sparen bzw. erhielte mit demselben Kupfergewicht einen geringeren Spannungsabfall. Aus Bild 2 läßt sich die Primärwindungszahl für beide Kernmaterialien als Funktion des Generatorwiderstandes ablesen. Für einen auf ein Mikrofon mit 200 Ω Innenwiderstand folgenden Verstärkereingangsübertrager benötigt man demnach für Permalloy primär 424 Windungen, für Dynamoblech dagegen 1895 Windungen.

Die Sekundärwindungszahl w_{sek} bestimmen wir aus dem erforderlichen Widerstandsübersetzungsverhältnis. Für

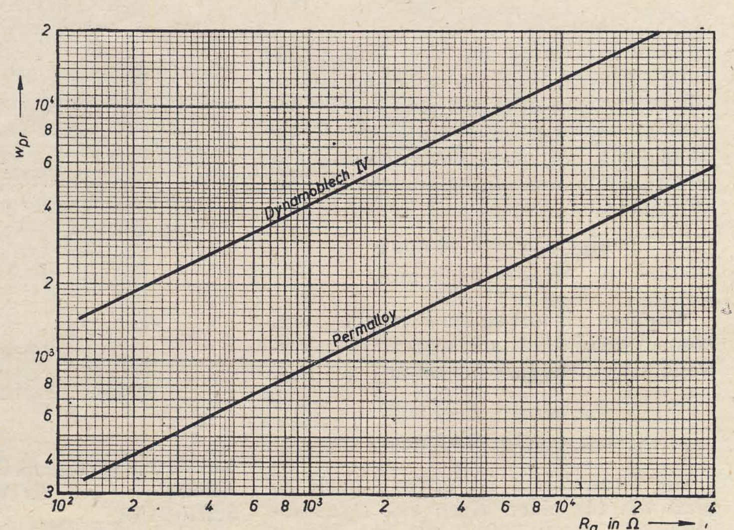


Bild 2: Primärwindungszahl als Funktion des Generatorwiderstandes →

Bild 1: Spannungsabfall in % als Funktion des Widerstandsverhältnisses $\frac{\omega_u L}{R_g}$ ←

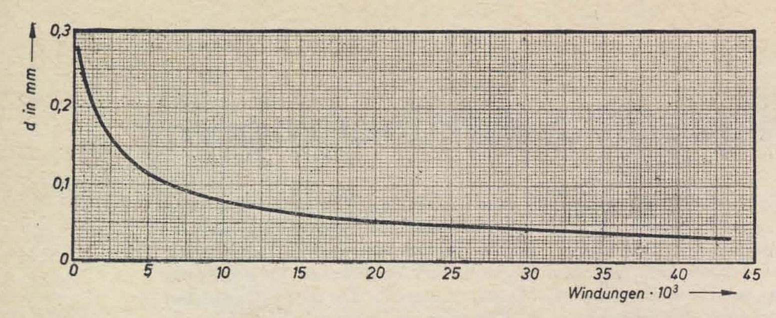


Bild 3: Drahtstärke in Abhängigkeit von der Windungszahl für Übertrager mit Kernblechen nach DIN M 42

Übertrager, die sekundärseitig auf das Gitter einer Röhre arbeiten, rechnet man im NF-Bereich mit einem Belastungswiderstand $R_b = 100\ k\Omega$. Aus der Beziehung für das Widerstandsübersetzungsverhältnis

$$ü = \sqrt{\frac{R_g}{R_b}} = \frac{w_{pr}}{w_{sek}} \qquad (3)$$

errechnet sich die erforderliche Sekundärwindungszahl

$$w_{sek} = \frac{w_{pr}}{ü}. \qquad (3a)$$

Für einen Mikrofonverstärkereingangsübertrager, der einen Mikrofonwiderstand von 200 Ω auf die erforderlichen 100 kΩ des Verstärkereingangs transformieren soll, benötigt man nach (3) ein Übersetzungsverhältnis

$$ü = \sqrt{\frac{200}{100\,000}} = \frac{1}{22{,}4}. \qquad (3b)$$

Die Sekundärwindungszahl für Dynamoblech als Kernmaterial ist nach (3a)

$$w_{sek} = 1895 \cdot 22{,}4 = 42\,500 \text{ Windungen,}$$

für Permalloy wären nur 9500 Windungen erforderlich.

Bei einem Kupferfüllfaktor von 0,5 und gleichmäßigem Aufteilen des dann verbleibenden Wicklungsquerschnittes zwischen Primär- und Sekundärwicklung ergibt sich aus dem Ansatz

$$0{,}25 \cdot F_w = \frac{\pi}{4} \cdot d^2 \cdot w$$

die Drahtstärke

$$d = \sqrt{\frac{31{,}8 \cdot F_w}{w}} \text{ in mm.} \qquad (4)$$

Für den Mantelschnitt M 42 ist mit einem Wicklungsquerschnitt von $1{,}9\ cm^2$

$$d = \frac{7{,}8}{\sqrt{w}} \text{ in mm.} \qquad (4a)$$

Einen Überblick über den Zusammenhang zwischen Windungszahl und Drahtstärke gewinnt man aus Bild 3. Für das oben gewählte Beispiel ergibt die Rechnung nach (4a) bzw. das Schaubild für einen Kern aus Dynamoblech IV die Drahtstärken

$$d_{pr,\,Dyn} = 0{,}18 \text{ mm,}$$
$$d_{sek,\,Dyn} = 0{,}038 \text{ mm.}$$

Arbeiten wir mit einem Permalloykern, können wesentlich stärkere Drähte verwendet werden. Es wäre dann

$$d_{pr,\,Perm} = 0{,}38 \text{ mm,}$$
$$d_{sek,\,Perm} = 0{,}08 \text{ mm.}$$

Die Drahtstärke ist etwa doppelt so groß wie für einen Kern aus Dynamoblech; denn nach (2c) bzw. (2d) verhalten sich die Wurzeln der Windungszahlen

$$\sqrt{\frac{w_{Perm}}{w_{Dyn}}} = \frac{1}{\sqrt{4{,}47}} = \frac{1}{2{,}1}.$$

Dieser Wert gibt auch zugleich das Drahtstärkenverhältnis an. Nun ist noch der ohmsche Widerstand jeder Wicklung nachzuprüfen, da insbesondere der ohmsche Widerstand der Primärwicklung nicht ohne Einfluß auf die Güte des Übertragers ist; er soll möglichst nicht mehr als 25% des Generatorwiderstandes R_g betragen. Für eine Kupferwicklung mit $\varrho = 0{,}0176$ ist der Widerstand

$$R = \frac{w \cdot \varrho \cdot l_m}{q} = \frac{0{,}0224 \cdot w \cdot l_m}{d^2}, \qquad (5)$$

l_m = mittlere Windungslänge in m.

Setzt man hierin (4) ein und berücksichtigt, daß für den Schnitt M 42 $l_m = 0{,}084$ m ist, so erhält man für den ohmschen Widerstand der Wicklung die einfache Beziehung

$$R = 0{,}031 \cdot (w \cdot 10^{-3})^2 \text{ in } k\Omega. \qquad (5a)$$

Die Funktion R = f(w) ist dem Bild 4 zu entnehmen.

Im obigen Beispiel ist für Dynamoblech

$$R_{pr,\,Dyn} = 0{,}031 \cdot 1{,}895^2 = 0{,}111\ k\Omega = 111\ \Omega,$$

$$R_{sek,\,Dyn} = 0{,}031 \cdot 42{,}5^2 = 56\ k\Omega,$$

dagegen für Permalloy

$$R_{pr,\,Perm} = 0{,}031 \cdot 0{,}424^2 = 6\ \Omega,$$

$$R_{sek,\,Perm} = 0{,}031 \cdot 9{,}5^2 = 2{,}8\ k\Omega.$$

Die Widerstandswerte verhalten sich wie 1 : 20; hier ist nämlich das Quadrat

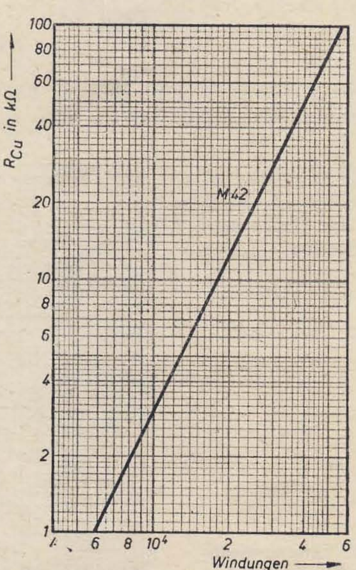


Bild 4: Der Widerstand einer Kupferwicklung in Abhängigkeit von der Windungszahl für den Schnitt M 42

des Windungszahlenverhältnisses beider Kernmaterialien maßgebend. Nach (2c, d) verhält sich

$$\frac{R_{Perm}}{R_{Dyn}} = \left(\frac{30}{134}\right)^2 = \frac{1}{20}.$$

Da der ohmsche Widerstand der Primärwicklung bei guten Übertragern etwa nur 25% des Generatorwiderstandes betragen soll, erfüllt der mit Dynamoblech IV gestopfte Übertrager diese Bedingung nicht, da für 200 Ω (R_g des Mikrofons) der ohmsche Widerstand der Primärwicklung nur 50 Ω an Stelle von 111 Ω betragen dürfte. Bei Verwendung von Permalloy als Kernmaterial beträgt der ohmsche Widerstand der Primärwicklung nur 6 Ω, das sind 3% von R_g.

Ganz besonders ist darauf zu achten, daß die Streuinduktivität der Wicklungen äußerst klein gehalten wird, da davon die geradlinige Übertragung der hohen Frequenzen abhängt. Günstig ist ein Streukoeffizient kleiner als 0,5 bis 1%, den wir nur durch Ausführen der Wicklungen als Scheibenwicklungen und gegenseitiges Verschachteln erreichen. Eine kapazitätsarme Wicklungsausführung ist auch deshalb zweckmäßig, um unerwünschte Eigenresonanzen zu unterbinden bzw. über die Hörbarkeitsgrenze (15 kHz) hinaus zu verschieben. Zwischen Primär- und Sekundärwicklung wird zweckmäßig eine offene Abschirmwicklung aus 0,1 mm Kupferfolie eingefügt und einpolig an den Kern oder an Masse gelegt. Eingangsübertrager werden zur Vermeidung von Brummeinstreuungen (vom Netztransformator usw.) mit hochwertigen Eisenlegierungen und Kupfer gekapselt.

Eine besondere Art der Übertrager sind die Treibertransformatoren für Verstärker, die mit Gitterstrom arbeiten. Wie bei jedem anderen Übertrager ist auch hier zuerst der erforderliche Eisenquerschnitt F_E zu bestimmen. Legen wir eine maximal zulässige Induktion im Eisen $\mathfrak{B}$ = 4000 Gauß zugrunde, so errechnet sich der erforderliche Querschnitt nach der Beziehung

$$F_E = 1{,}94 \sqrt{\frac{100\ N}{f_u}} \text{ in } cm^2. \qquad (6)$$

In den meisten Fällen ist eine Leistung N = 2,5 VA und eine untere Grenzfrequenz f_u = 30 Hz ausreichend, so daß der Eisenquerschnitt $F_E = 5{,}6\ cm^2$ beträgt. Der nächste passende quadratische Normal-M-Schnitt ist M 74 mit einem $F_E = 4{,}76\ cm^2$, einer mittleren Kraftlinienlänge $l_E = 17{,}6$ cm, dem Wicklungsquerschnitt $F_w = 5{,}2\ cm^2$, einer mittleren Windungslänge $l_m = 0{,}158$ m und einer Luftspaltbreite wahlweise t = 0,05 oder 0,1 cm.

Die an der Primärwicklung liegende Wechselspannung errechnet sich aus der Gleichung

$$u_{pr} = \sqrt{N \cdot R_a} \text{ in V.} \qquad (7)$$

Da man in fast allen Fällen N = 2 bis 3 VA einsetzen kann, ist bei $R_a = 3 \cdot R_i$ bis $R_a = 4 \cdot R_i$ der Treibertriode

$$u_{pr} = 3{,}46 \sqrt{R_i} \text{ in V.} \qquad (7a)$$

Der innere Widerstand R_i der auf den Übertrager arbeitenden Röhre ist möglichst klein zu wählen, daher kommen als

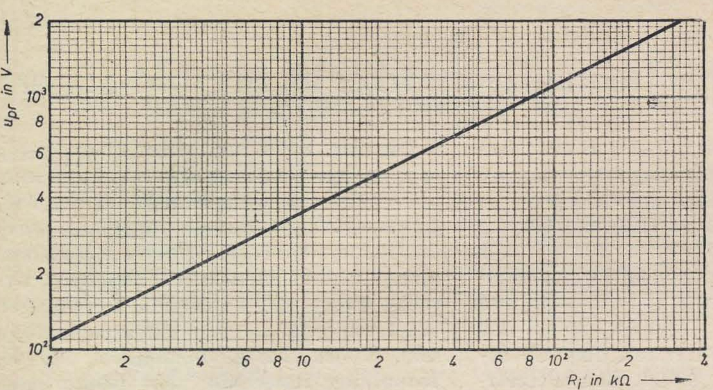
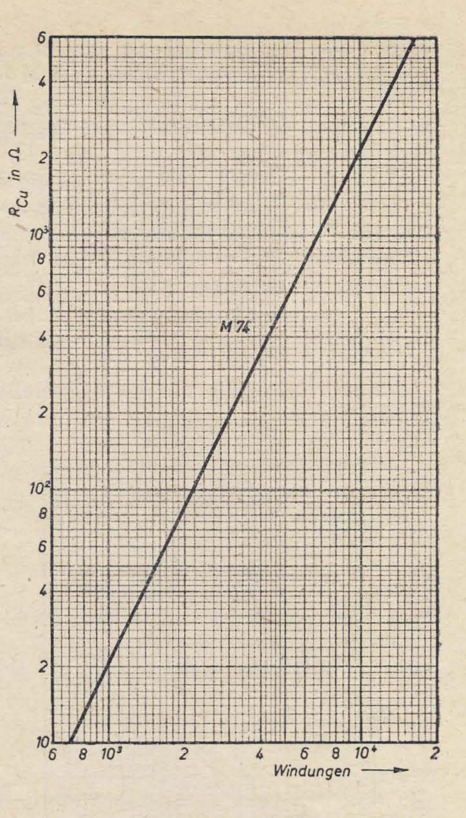


Bild 5: Primärspannung als Funktion des inneren Widerstandes der Treiberröhre für den Schnitt M 74 ←

Bild 7: Widerstand einer Kupferwicklung als Funktion der Windungszahl für den Schnitt M 74 →



Treiberröhren nur Trioden in Frage, durch die ein kleiner Quellwiderstand gewährleistet ist. Aus dem gleichen Grund wird im Übertrager etwa im Verhältnis 3 : 1 abwärts transformiert. Aus Bild 5 ist die Primärspannung u_{pr} in Abhängigkeit vom inneren Widerstand R_i der jeweils verwendeten Röhre abzulesen. Die je Volt Primärspannung erforderliche Windungszahl w_v errechnet sich für $\mathfrak{B}$ = 4000 Gauß aus der Formel

$$w_v = \frac{6250}{F_E \cdot f_u} = \frac{1313}{f_u} \qquad (8)$$

für den Schnitt M 74 mit F_E = 4,76 cm². Für die Grenzfrequenz f_u = 30 Hz ist nach (8) w_v = 44 Windungen/V.

Die gesamte Primärwindungszahl ist

$$w_{pr} = w_v \cdot u_{pr}. \qquad (9)$$

Zur Berechnung der Primärinduktivität L_1 ist der Luftspalt t zu wählen. Dann ist

$$L_1 = \frac{1{,}26 \cdot F_E \cdot w_{pr}^2 \cdot 10^{-8}}{t + 0{,}314 \cdot 10^{-3} \cdot w_v \cdot I_a \cdot u_{pr}}. \qquad (10)$$

Hierin ist I_a der Anodengleichstrom der Treiberröhre in A, t der Luftspalt in cm! Da der weiteren Rechnung der Schnitt M 74 zugrunde gelegt werden soll, folgt aus (10) mit w_v = 44 Windungen/V die vereinfachte Beziehung

$$L_1 = \frac{6 \cdot (w_{pr} \cdot 10^{-4})^2}{t + 0{,}0138 \cdot I_a \cdot u_{pr}} \text{ in H.} \qquad (10a)$$

Der Scheinwiderstand $Z_1 = \omega L_1$ der Primärwicklung für 30 Hz (ω = 190) soll groß gegen den inneren Widerstand R_i der Treiberröhre sein. Es gilt die Bedingung

$$L_1 > 100 \text{ H}. \qquad (11)$$

Ist diese Bedingung nicht erfüllt, muß entweder ein kleinerer Luftspalt oder eine kleinere Induktion $\mathfrak{B}$ gewählt werden. Für die Ermittlung der Drahtstärken benutzen wir wieder die Gleichung (4). Aus (4a) wird dann bei einem Kern M 74 mit F_w = 5,2 cm²

$$d = \frac{12{,}8}{\sqrt{w}}. \qquad (12)$$

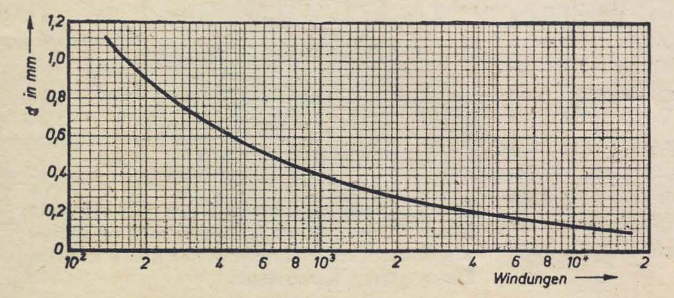
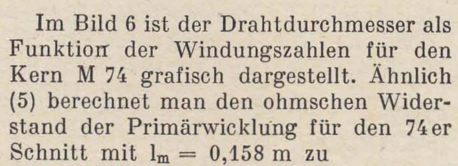


Bild 6: Drahtdurchmesser als Funktion der Windungszahl für Übertrager mit Kernblechen nach DIN M 74



Im Bild 6 ist der Drahtdurchmesser als Funktion der Windungszahlen für den Kern M 74 grafisch dargestellt. Ähnlich (5) berechnet man den ohmschen Widerstand der Primärwicklung für den 74er Schnitt mit l_m = 0,158 m zu

$$R_{pr} = 0{,}00355 \frac{w_{pr}}{d_{pr}^2} \text{ in } \Omega. \qquad (13)$$

Setzen wir noch in (13) den in (12) gefundenen Wert für d ein, so ist

$$R_{pr} = 21 \cdot (w_{pr} \cdot 10^{-3})^2 \text{ in } \Omega. \qquad (13a)$$

Bild 7 gibt die Werte für R_{pr} in Abhängigkeit von den Windungszahlen an. Der Widerstand ist immer klein gegen ωL, so daß $Z \approx \omega L$ gesetzt werden kann.

Das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators ist — wie bereits erwähnt — etwa ü = 3. Dann ist die halbe Sekundärwindungszahl

$$\frac{1}{2} w_{sek} = \frac{w_{pr}}{ü} = \frac{w_{pr}}{3}$$

und die gesamte

$$w_{sek} = 0{,}67 \cdot w_{pr}. \qquad (14)$$

Der Drahtdurchmesser der Sekundärwicklung ist entsprechend (12)

$$d_{sek} = \frac{12{,}8}{\sqrt{w_{sek}}}, \qquad (12a)$$

er kann ebenfalls aus Bild 6 abgelesen werden. Besteht die Sekundärwicklung aus Kupferdraht, so gilt für ihren Widerstand gemäß (13a)

$$R_{sek} = 21 \cdot (w_{sek} \cdot 10^{-3})^2 \text{ in } \Omega. \qquad (15)$$

Schließlich ist die Sekundärinduktivität

$$L_2 = \frac{L_1}{ü^2}. \qquad (16)$$

Treiberübertrager müssen stark gedämpft werden, damit bei plötzlich einsetzendem Gitterstrom keine periodischen Schwingungen auftreten können. Ein aperiodischer Ablauf des Ausgleichsvorganges wird durch Parallelschalten eines Widerstandes zur Sekundärwicklung erreicht, für diesen Fall gilt dann die Bedingung

$$R_p < \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_2}{C}} \text{ in } \Omega, \qquad (17)$$

wobei C die Windungskapazität der Sekundärwicklung in F bedeutet. Eine zweite Möglichkeit zum Bedämpfen des Sekundärkreises ist durch Erhöhen des Widerstandes der Wicklung gegeben. Hier muß die der Gleichung (17) entsprechende Forderung

$$R_s > 2\sqrt{\frac{L_2}{C}} \text{ in } \Omega \qquad (17a)$$

erfüllt sein. Aus diesem Grunde bildet man die Sekundärwicklung gern als Widerstandswicklung (Konstantan) aus. Für Konstantan mit ϱ = 0,5 ist der Sekundärwiderstand für den Schnitt M 74 aus der Formel

$$R_{sek,\ Konstantan} = 613 \cdot (w_{sek} \cdot 10^{-3})^2 \text{ in } \Omega$$

zu bestimmen. (18)

Die Beziehung zwischen dem Widerstand der Konstantanwicklung und der sekundären Windungszahl ist im Bild 8 grafisch dargestellt. Es besteht auch die Möglichkeit, die Sekundärwicklung durch Kombination einer Serien- und Parallelschaltung von Widerständen zu bedämpfen, für diesen Fall gilt der Zusammenhang

$$R_p < \frac{\sqrt{\frac{L_2}{C}}}{2 + R_s\sqrt{\frac{C}{L_2}}}. \qquad (19)$$

Die Windungskapazität der Sekundärwicklung kann man je nach Windungszahl und Drahtstärke mit etwa 1 bis 2 nF einsetzen.

Beispiel: Für eine Treiberröhre EBC 11 mit einem Innenwiderstand R_i = 11,5 kΩ und einem Anodengleichstrom I_a = 0,005 A (5 mA) sei der Treiberübertrager für

eine Gegentaktendstufe zu berechnen. $f_u = 30$ Hz. Verwendet wird der Kern M 74.

Wählt man für $R_a = 3 \cdot R_i \approx 35\ k\Omega$, so ist die an der Primärwicklung liegende Wechselspannung nach (7a) $u_{pr} = 3{,}46 \cdot \sqrt{1{,}15\ 10^2} = 370$ V. Mit $w_v = 44$ ergibt sich für die Primärwindungszahl $w_{pr} = 370 \cdot 44 \approx 16\,300$ Windungen. Wählt man einen Luftspalt $t = 0{,}05$ cm, so ist nach (10a) die Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{6 \cdot 1{,}63^2}{0{,}05 + 0{,}0138 \cdot 0{,}005 \cdot 370} = 213\ H.$$

Dieser Wert erfüllt die in (11) gestellte Forderung.

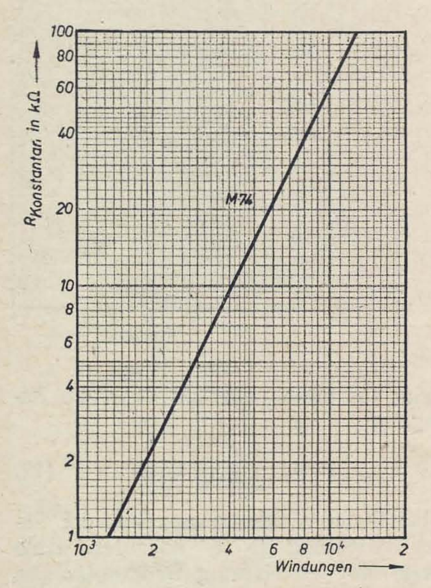


Bild 8: Widerstand einer Konstantanwicklung in Abhängigkeit von der Windungszahl, gültig für den Schnitt M 74

Die Drahtstärke der Primärwicklung findet man nach (12) oder Bild 6, $d_{pr} = 0{,}1$ mm, ihren ohmschen Widerstand nach (13) bzw. Bild 7, $R_{pr} = 5790\ \Omega$; da ωL_1 für 30 Hz etwa 39 kΩ ist, beträgt der ohmsche Widerstand rund 15% des Blindwiderstandes, so daß er auf die Größe des Scheinwiderstandes ohne Einfluß bleibt.

Für das Übersetzungsverhältnis ü = 3 wird nach (14) die Sekundärwindungszahl $w_{sek} = 16\,300 \cdot 0{,}67 = 10\,920$ Windungen mit einem Abgriff für den Katodenanschluß der Gegentaktstufe bei 5460 Windungen. Die erforderliche Drahtstärke ist nach (12a) oder Bild 6 $d_{sek} = 0{,}12$ mm und die Sekundärinduktivität nach (16) $L_2 = 213 : 9 = 23$ H. Führt man die Sekundärwicklung mit Konstantandraht aus, so wird nach (18) bzw. Bild 8 der Sekundärwiderstand $R_{sek,\ Kon} = 73\ k\Omega$. Nimmt man die Windungskapazität mit $2\ nF = 2 \cdot 10^{-9}$ F an, so ist nach (19) ein Parallelwiderstand zur Sekundärwicklung

$$R_p < \frac{\sqrt{\frac{23}{2} \cdot 10^{-9}}}{2 + 73\,000 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-9}}{23}}},\ R_p < 40\ k\Omega$$

erforderlich.

Bedämpft man die Sekundärwicklung zusätzlich mit einem Parallelwiderstand von 40 kΩ, so werden Einschwingvorgänge mit Sicherheit vermieden.

HANS SUTANER

Der Zwischenfrequenzverstärker im AM/FM-Super

Dieser Beitrag soll nur soweit auf theoretische Überlegungen eingehen, wie zum Verständnis unbedingt notwendig ist, in der Hauptsache soll er Hinweise für die Praxis geben.

Im allgemeinen wird der Zwischenfrequenzverstärker zweistufig für AM und dreistufig für FM aufgebaut, wobei das erste FM-ZF-Bandfilter mit dem UKW-Tuner eine Einheit bildet. Sein Primärkreis enthält bei den modernen Doppeltrioden im UKW-Eingang keine Parallelkapazität, sondern ist vor und hinter der Schwingkreisspule durch einen kleinen Festkondensator nach Katode abgeblockt (π-Kreis). Hierdurch wird bekanntlich eine ZF-Rückkopplung erreicht, die den Innenwiderstand der selbstschwingenden Mischtriode heraufsetzt, so daß diese mit einer größeren Mischsteilheit arbeitet.

Die Bandbreite des gesamten FM-ZF-Verstärkers muß nach den heutigen Erfahrungen etwa ± 100 kHz betragen, von denen 75 kHz auf den Frequenzhub, 15 kHz auf die höchste Modulationsfrequenz und 10 kHz als Sicherheit für eine Frequenzabweichung des Oszillators entfallen.

Für die übrigen FM-ZF-Bandfilterkreise sind Parallelkapazitäten von 20 bis 30 pF üblich, die für die ZF von 10,7 MHz Schwingkreisinduktivitäten von 7 bis 11 μH erfordern. Die Wicklungen führt man allgemein mit Volldraht CuL oder CuLS von 0,12 oder 0,2 mm ∅ einlagig auf kleinen Spulenzylindern von 5 bis 10 mm ∅ aus, so daß sich Windungszahlen von 20 bis 40 ergeben.

Das zweikreisige Bandfilter hat bekanntlich dem Einzelkreis gegenüber den Vorzug einer größeren Selektion, überträgt aber — selbst bei kritischer Kopplung — nur die halbe Spannung eines Einzelkreises (gleiche Kreiskapazitäten und -dämpfungen vorausgesetzt). Dieser Nachteil wird jedoch dadurch wieder ausgeglichen, daß jedem Kreis nur eine Röhrenkapazität, entweder die Ausgangskapazität der vorangehenden Röhre oder die Eingangskapazität der nachfolgenden Röhre parallel liegt, während der Einzelkreis mit beiden Röhrenkapazitäten belastet ist. Die Kreiskapazitäten können daher halb so groß wie die eines Einzelkreises gewählt werden. Das ergibt ein günstigeres L/C-Verhältnis, so daß die erzielbare Verstärkung kaum geringer als die eines Einzelkreises ist, wenn man die noch zulässige Verstimmung berücksichtigt.

Außerdem fällt die Resonanzkurve eines kritisch gekoppelten Bandfilters (k/d oder Q · d = 1) infolge ihrer steileren Flanken bei einer normierten Verstimmung y/d oder $\Omega = \pm 1{,}4$ auf das 0,7fache ab, während die Resonanzkurve eines Einzelkreises bereits bei $\Omega = \pm 1$ auf das $1/\sqrt{2}$fache absinkt. Mit zweikreisigen Bandfiltern lassen sich demnach auch bei einer Zwischenfrequenz von 10,7 MHz noch ausreichende Verstärkungen erzielen.

Die sich auf Grund einer Berechnung ergebenden Verstärkungswerte kann man aber nur dann erreichen, wenn der FM-ZF-Verstärker sinnvoll aufgebaut wird, das heißt, der Ausgang einer Röhre darf nicht auf den Eingang rückkoppeln. Ursache dieser unerwünschten Kopplungen kann ein ungünstiger Schaltungsaufbau sein. Es ist aber auch möglich, daß die Kopplung innerhalb der Röhre entsteht. Solche Rückkopplungen können sich als Mitkopplung (Vergrößerung der Verstärkung bis zur Selbsterregung) oder als Gegenkopplung (Schwächen der Verstärkung) auswirken. Treten hierbei Phasendrehungen auf, so können sich unsymmetrische Bandfilterkurven bilden.

Einen wesentlichen Anteil an solchen Kopplungen haben oft die Zuleitungen zu den Elektroden der Röhren. Deshalb soll die Zuleitung zum Schirmgitter möglichst kurz sein und der Schirmgitterkondensator unmittelbar zwischen Schirmgitter und Katode eingelötet werden. Zu beachten ist, daß nur induktionsarme Ausführungen zu verwenden sind. Es hat keinen Zweck, Kondensatoren über 5 nF zu benutzen, wenn deren Induktivität nicht unter 50 nH bleibt. Sogar die Induktivität der Katodenzuführung kann eine Kopplung zwischen

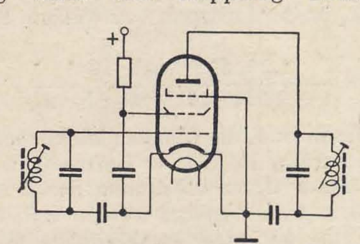


Bild 1: Schematisches Verdrahtungsbeispiel für Röhren mit doppeltem Katodenanschluß

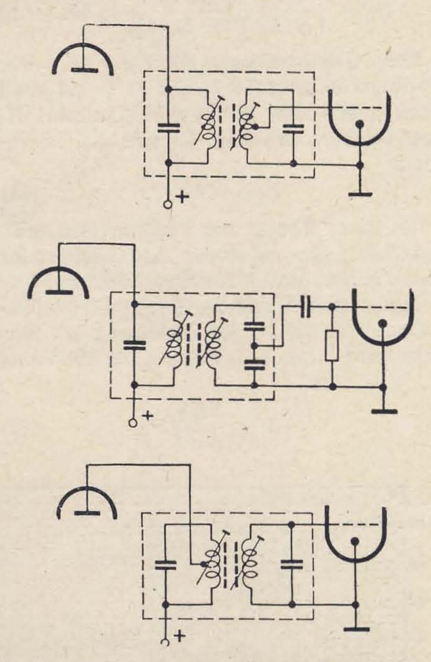


Bild 2: Durch angezapfte Kreise läßt sich eine Rückwirkung der Anodenwechselspannung über die Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre auf den Eingangskreis herabsetzen

Eingang und Ausgang einer Stufe verursachen. Bei steilen Verstärkerröhren, die doppelte Katodenanschlüsse besitzen, sollte man sich diesen Vorteil zunutze machen und den Gitterkreis nebst Schirmgitter über die eine, den Anodenkreis sowie das Bremsgitter aber über die andere Zuleitung der Katode anschließen (Bild 1).

Eine Rückwirkung der Anodenwechselspannung über die Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre auf den Eingangskreis läßt sich durch entsprechende Anzapfung des Gitter- oder Anodenkreises herabsetzen (Bild 2). Allerdings sinkt dann die Verstärkung. Die Rückkopplung verkleinert sich aber um einen größeren Betrag als die Stufenverstärkung, und zwar verringert sie sich im Quadrat des Übersetzungsverhältnisses (Anzapfverhältnisses), während die Spannung an der Schwingkreisspule nur proportional zum Übersetzungsverhältnis kleiner wird.

Günstiger ist es, die Rückkopplung ohne Verstärkungsverlust durch eine gleichgroße Wechselspannung zu kompensieren, die man dem Gitter genau gegenphasig zuführt. Das kann entweder nach der Schaltung Bild 3a (Anodenneutralisation) oder Bild 4a (Gitterneutralisation) geschehen. In den Bildern 3b und 4b sind die zugehörigen Brückenschaltungen angegeben. Die Stufen sind neutralisiert, wenn sich die Spannungsteilerkondensatoren C_1 und C_2 zueinander wie die Gitter-Anoden-Kapazität $c_{g1/a}$ zur Neutralisationskapazität C_N verhalten. $c_{g1/a}$ ist meist sehr klein, zum Beispiel bei der EF 80 nur 0,008 pF. Da C_N jedoch nur bis zu etwa 2 pF realisiert werden kann, muß das Verhältnis von C_1 zu C_2 1 : 200 bis 1 : 400 gewählt werden.

Man benutzt hier besser die Schirmgitterneutralisation, die sich ohne besonderen Aufwand anwenden läßt. Im Bild 5a ist die Schaltung dargestellt. Das Brükkengleichgewicht wird erreicht, wenn sich $c_{g1/a}$ zu $c_{g1/g2}$ wie $c_{a/k}$ zu $c_{g2/k}$ verhält (Bild 5b).

Während $c_{g1/a}$, $c_{g1/g2}$ und $c_{a/k}$ die entsprechenden Röhrenkapazitäten sind, setzt sich $c_{g2/k}$ aus der Schirmgitter-Katoden-Kapazität der Röhre und dem Schirmgitterkondensator zusammen. Dieser kann also nicht mehr beliebig groß gemacht werden, sondern errechnet sich zu

$$c_{g2/k} = \frac{c_{a/k} \cdot c_{g1/g2}}{c_{g1/a}}.$$

Hierzu soll ein Beispiel durchgerechnet werden. Für die Röhre EF 85 sind

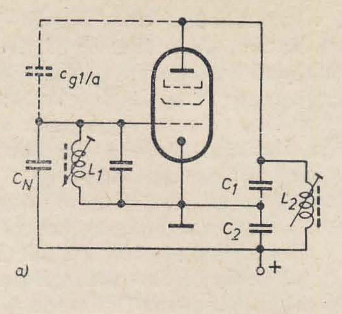
$c_{g1/a} \approx 0{,}007$ pF,
$c_{g1/g2} \approx 5$ pF,
$c_{a/k} \approx 5$ pF

(einschließlich Bremsgitter-Katoden-Kapazität).

Daraus ergibt sich

$$c_{g2/k} = \frac{5 \cdot 5}{0{,}007} \approx 3{,}5 \text{ nF}.$$

Ein Kondensator von 3,5 nF hat bei 10,7 MHz einen Scheinwiderstand von $\approx 4\,\Omega$. Deshalb können sich seine Induktivität und die Induktivität seiner Zuleitungen bereits ungünstig auswirken, besitzt doch eine Induktivität von 45 nH



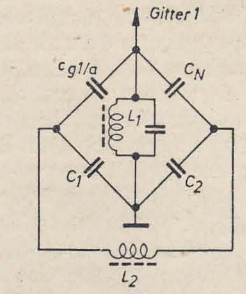
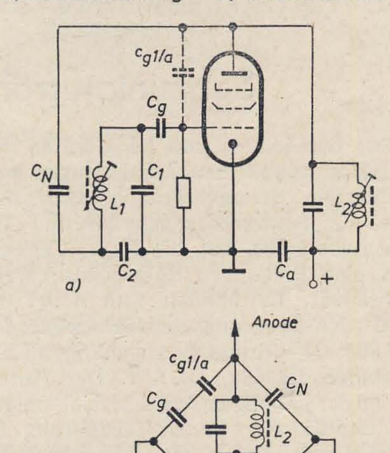


Bild 3: Anodenneutralisation
a) Röhrenschaltung b) Brückenschema



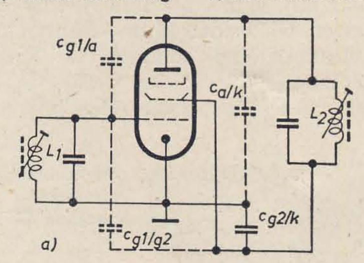


Bild 4: Gitterneutralisation
a) Röhrenschaltung b) Brückenschema

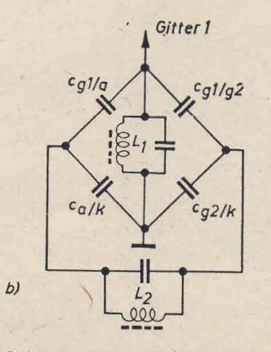


Bild 5: Schirmgitterneutralisation
a) Röhrenschaltung b) Brückenschema

bei 10,7 MHz bereits einen Scheinwiderstand von $\approx 3\,\Omega$. Da dieser Scheinwiderstand nahezu um 180° phasenverschoben gegen den Scheinwiderstand des Kondensators ist, verkleinert sich der gesamte Scheinwiderstand wesentlich. Der Kapazitätswert des Kondensators wird also durch die Induktivität scheinbar größer. Es empfiehlt sich daher, die Zuleitungen möglichst kurz auszuführen und für $c_{g2/k}$ einen induktionsarmen Typ zu wählen. Aus dem gleichen Grunde sollen die Siebkondensatoren in den ZF-Verstärkerstufen allgemein induktionsarm sein, damit die sich ergebende Reihenresonanzfrequenz über der ZF von 10,7 MHz liegt.

Bei Allstromempfängern, bei denen die Röhrenheizfäden in Serie geschaltet sind, ist auf ausreichende Verblockung der Heizleitungen größte Sorgfalt zu verwenden, vor allem, wenn im Ratiodetektor keine Kristalldioden, sondern Diodenstrecken von Röhren arbeiten. Dann liegt nämlich an einer Katode eine hohe ZF-Spannung. Wegen der Katoden-Heizfaden-Kapazität von 5 bis 10 pF können auch die Heizleitungen verhältnismäßig hohe ZF-Spannungen führen. Es empfiehlt sich daher, wenigstens beim Ratiodetektor einen Heizfadenanschluß so kurz wie möglich an das Chassis zu legen und den anderen Heizfadenanschluß durch einen induktionsarmen Röhrchen- oder besser Scheibenkondensator mit dem gleichen Chassispunkt zu verbinden.

Da die Kapazität zwischen den Kappen und Zuleitungen der Widerstände $\approx 0{,}5$ pF beträgt, kann der Wechselstromwiderstand eines Entkopplungswiderstandes bei 10,7 MHz kaum größer als 30 kΩ werden, selbst wenn er einen wesentlich größeren Gleichstromwiderstand besitzt.

Den Ratiodetektor, an dem die höchsten ZF-Spannungen auftreten, wird man, um schädliche kapazitive Kopplungen zwischen Eingang und Ausgang zu vermeiden, so anordnen, daß er räumlich möglichst weit vom Eingang entfernt liegt.

In mehreren ZF-Verstärkerstufen benutzt man allgemein dieselben Röhren für AM und FM. Entweder werden hierzu die AM-ZF-Filter und FM-ZF-Filter in gemeinsamen Abschirmhauben untergebracht oder jeweils für sich abgeschirmt. Meist schaltet man die Schwingkreisspulen hintereinander (Bild 6). Die Schwingkreisspulen der FM-ZF-Bandfilter bilden für 468 kHz und die Schwingkreiskondensatoren der AM-ZF-Bandfilter für 10,7 MHz praktisch einen Kurzschluß. Zu beachten ist jedoch, daß die „heißen Enden“ (das sind die mit Gitter oder Anode verbundenen Enden) der Kreisspulen kapazitiv miteinander koppeln können. Derartige Kopplungen führen aber zu unsymmetrischen Bandfilterkurven bzw. können den eingestellten induktiven Kopplungen entgegenwirken und deren Kopplungsgrad mehr oder weniger aufheben.

Werden die Spulen beim Hintereinanderschalten vertauscht, wie es bereits im Bild 6 dargestellt ist, so lassen sich solche Kopplungen weitgehend vermeiden. Im Anodenkreis liegt dann das „heiße“ Ende der 10,7-MHz-Spule und im Gitterkreis das der 468-kHz-Spule oder umgekehrt.

Wird die Bandbreite im AM-ZF-Verstärker geregelt, dann ist darauf zu achten, daß beim Ändern der Bandbreite weder die 10,7-MHz-Kreise noch die 468-kHz-Kreise verstimmt werden. Die sich ändernde Koppelkapazität darf also nicht

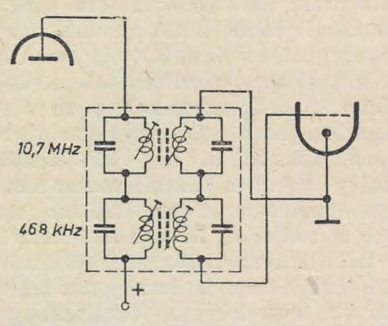


Bild 6: Hintereinanderschaltung von FM-ZF- und AM-ZF-Bandfiltern in gemeinsamer Abschirmhaube

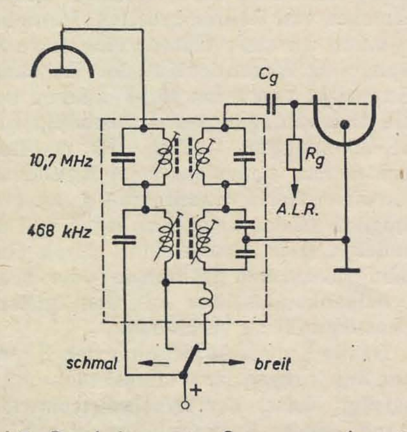


Bild 7: Durch kapazitive Spannungsteilung im AM-ZF-Bandfilter kann vermieden werden, daß die Koppelkapazität der beiden Filter die Abstimmung des AM-ZF-Bandfilters beim Ändern der Bandbreite merklich beeinflußt

in die Abstimmung eingehen. Das wird erreicht, wenn man einen Kreis des AM-ZF-Bandfilters kapazitiv nicht voll ankoppelt, wie zum Beispiel im Bild 7. Man arbeitet dann allerdings nicht mit optimaler Stufenverstärkung. Daher werden meist — anstatt einer kapazitiven Spannungsteilung — für 468 kHz sehr große Schwingkreiskapazitäten von 700 bis 1000 pF an Stelle der sonst gebräuchlichen Parallelkondensatoren von 150 bis 200 pF benutzt. Dann wird der Kreis auch niederohmiger und die kapazitive Kopplung verringert. Die Stufenverstärkung sinkt aber nicht in dem Maße wie bei angezapften Kreisen.

Ist der kombinierte AM/FM-Super, wie meist üblich, mit einem AM-Kurzwellenbereich ausgestattet, dann ist schaltungstechnisch zu verhindern, daß die Oszillatorfrequenz von 10,7 MHz, die bei einer Empfangsfrequenz von 10,7 — 0,468 = 10,232 MHz eingestellt wird, im FM-Zwischenfrequenzteil verstärkt werden kann. Übersteuerungen bis zur Selbsterregung würden die Folge sein. Im allgemeinen schaltet man daher die Bandfilter vor der ersten ZF-Verstärkerstufe um, indem man bei AM ein 10,7-MHz-Filter kurzschließt oder es abschaltet.

Sieht man vor dem Ratiodetektor nur für die FM-ZF zusätzlich eine Begrenzerstufe vor, so erübrigt sich das Abschalten oder Kurzschließen eines FM-ZF-Bandfilters. Es darf dann aber nicht vergessen werden, daß die Anoden- und die Schirmgitterspannung der Begrenzerröhre bei AM-Empfang abzuschalten sind. Hierzu genügt ein Schaltkontakt, der obendrein an völlig unkritischer Stelle liegt.

Schließlich sei noch darauf hingewiesen, daß man als Treiberröhre für den Ratiodetektor keine extrem steile Röhre benötigt. Die Röhrenkapazitätsstreuungen fallen bei dieser Röhre nicht so ins Gewicht, so daß man sie auf einen größeren Anodenwiderstand als die anderen ZF-Röhren arbeiten lassen kann. Im Sekundärkreis des Filters liegen die Diodenstrecken des Verhältnisgleichrichters. Ihre Kapazitäten ändern sich bei Röhrenwechsel weniger als die Eingangs- und Ausgangskapazitäten einer HF-Pentode. Da außerdem der Primärkreis stärker als in anderen ZF-Stufen belastet ist, wirkt sich seine Verstimmung beim Austausch der Röhre nicht nachteilig aus. Läßt man den Parallelkondensator zur Primärspule weg und stimmt den Kreis allein mit der Röhrenausgangskapazität ab, so erreicht man trotz der vergrößerten Dämpfung einen Anodenkreiswiderstand von ≈ 25 kΩ.

Meist betreibt man die Treiberröhre für den Ratiodetektor ohne Gittervorspannung, damit die Begrenzerwirkung möglichst zeitig einsetzt. Mit einer Röhre von 2,5 mA/V Steilheit bei 0 V Gitterspannung beträgt die Verstärkung zwischen Eingang und Ausgang bei einem Anodenwiderstand von 25 kΩ ≈ 1 : 65. Für 6 V Spannung am Ladekondensator des Ratiodetektors (≈ 10 V_{eff} an der Anode der Treiberröhre) ist somit eine Gitterwechselspannung von ≈ 150 mV erforderlich. Würde man hier eine wesentlich steilere Röhre, zum Beispiel die EF 80, verwenden, so läßt sich die von ihr gelieferte Verstärkung von ≈ 1 : 200 nicht voll ausnutzen. Die Gefahr einer Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre wäre zu groß.

Literatur

Die Röhre im UKW-Empfänger, Teil III, Zwischenfrequenzstufen, Franzis-Verlag, München.

Subminiaturröhren von Telefunken

Zur Bestückung von NF-Geräten mit kleinsten räumlichen Abmessungen und geringstem Stromverbrauch, zum Beispiel für Schwerhörigengeräte und Taschenverstärker, hat die Firma Telefunken eine Reihe von Subminiaturröhren entwickelt. Es handelt sich dabei um zwei NF-Spannungsverstärkerpentoden DF 650, DF 651 und die zugehörigen Endpentoden DL 650, DL 651. Der Unterschied der jeweiligen Typenbezeichnungen 650 und 651 liegt in der Heizleistung. So beträgt zum Beispiel die Heizleistung der NF-Pentode DF 650 bei 0,625 V Heizspannung und 15 mA Heizstrom 9,375 mW und bei dem neueren Typ 651 nur noch 6,25 mW (10 mA Heizstrom bei 0,625 V). Entsprechend wird die Endpentode DL 650 mit 15 mA Heizstrom bei 1,25 V (18,75 mW), die neuere Ausführung DL 651 mit 10 mA bei 1,25 V (12,5 mW) betrieben. Die beiden 15-mA-Röhren (NF- und Endpentode) kommen als Ersatzbestückungen für solche Geräte in Betracht, bei denen der Heizkreis für 10-mA-Röhren geändert werden müßte. Abgesehen vom Heizstromverbrauch sind die Daten der Röhren 650 und 651 jeweils die gleichen. Sämtliche Röhren sind ohne Sockel, so daß die Röhren an den herausgeführten Drahtenden direkt in die Schaltung eingelötet werden. *-tae-*

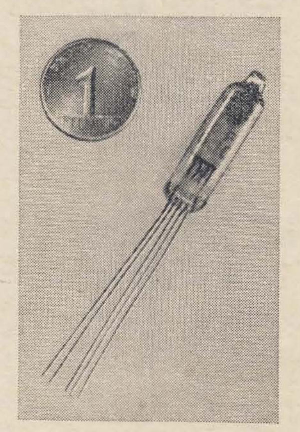
Technische Daten

DF 650, DF 651

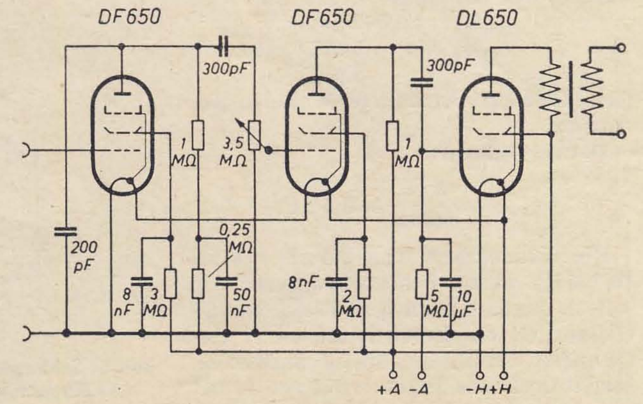
Anodenspannung:	15 V
Schirmgitterspannung:	9 V
Gittervorspannung:	—0,3 V
Anodenstrom:	27 µA
Schirmgitterstrom:	9,7 µA
Steilheit:	67,5 µA/V
Verstärkung:	7,5
Innerer Widerstand:	5 MΩ
Außenwiderstand:	2,2 MΩ

DL 650, DL 651

Anodenspannung:	22,5 V
Schirmgitterspannung:	22,5 V
Gittervorspannung:	0 V
Anodenstrom:	400 µA
Schirmgitterstrom:	100 µA
Steilheit:	450 µA/V
Verstärkung:	11
Innerer Widerstand:	0,3 MΩ
Außenwiderstand:	etwa 0,2 MΩ



NF-Spannungsverstärkerpentode DF 650 ←



Schaltbeispiel für die Röhren DF 650/651 und DL 650/651 →

Ing. **KONRAD KIMLA**
Akustische und Kinogeräte GmbH, Wien

Zwei neue dynamische Mikrofone für Aufnahmen mit Heimmagnettonbandgeräten

Das erste Glied in der Reihe der für eine magnetische Tonaufzeichnung notwendigen Geräte ist das Mikrofon, welches die Schallwellen in elektrische Schwingungen umwandelt. Von seiner Güte hängt die Qualität der Aufnahme ab. Es sollen hier zwei dynamische Mikrofone, Typ D 10 mit Kugelcharakteristik und Typ D 11 mit Nierencharakteristik, näher beschrieben werden.

Eines der ausschlaggebenden Merkmale für die Beurteilung eines Mikrofones ist sein Frequenzgang. Es ist zwar grundsätzlich möglich, einen ungleichmäßigen Frequenzgang zu entzerren, jedoch wird ein Mikrofon mit hinreichend gleichmäßigem Frequenzverlauf im Hörbereich bevorzugt. An ein billiges Mikrofon, wie es die Typen D 10 und D 11 darstellen, können keine zu hohen Forderungen bezüglich des übertragenen Frequenzbereiches gestellt werden. Für Sprachübertragungen genügt ein Frequenzumfang von 100 Hz bis 7000 Hz (siehe Bild 1). Der Frequenzumfang der beiden hier besprochenen Mikrofone beträgt dagegen 80 Hz bis 10000 Hz. Die maximalen Abweichungen von der Horizontalen in diesem Bereich sollen hierbei nicht mehr als ± 4 db betragen.

Bild 1: Hörbereich des menschlichen Ohres. Die gerasterten Flächen geben die Dynamikbereiche für normale Sprache und Musik an

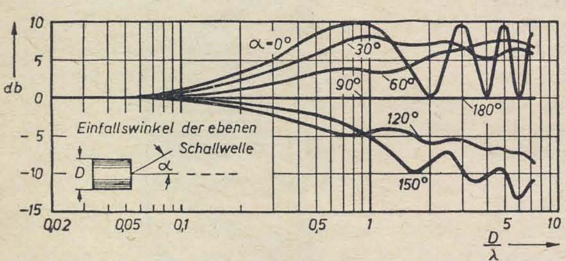


Bild 2: Schalldruckstau an der Stirnfläche eines Zylinders in Abhängigkeit vom Verhältnis $\frac{D}{\lambda}$

Betrachtet man die bei Heimaufnahmen in der Regel gegebenen Umstände, so ist folgendes zu berücksichtigen: Die Magnettonbandgeräte haben zum großen Teil eine höchste übertragbare Frequenz von 8000 Hz, bessere Geräte auch 10000 Hz. Dabei wird gewöhnlich von vornherein ein Abfall von 2 bis 3 db bei der oberen Grenzfrequenz des NF-Teiles zugelassen. Berücksichtigt man weiter, daß meist ein eingebauter Lautsprecher mit seitlicher Abstrahlrichtung und damit einer seitlichen Höhenrichtwirkung verwendet wird, erscheint ein Höhenanstieg von etwa 6 bis 8 db im Bereich um 8000 Hz wünschenswert. Der Mikrofonkörper der beiden Mikrofone ist aber so groß, daß ein geradliniger Frequenzverlauf bis 10000 Hz physikalisch nicht möglich ist. Ist der Mikrofonkörper in seinen Abmessungen gleich groß wie die Wellenlänge des auftreffenden Schalles, ergibt sich für diese nach Bild 2 ein Anstieg bei einer Schalleinfallsrichtung unter 0°, der auf dem Druckstau vor der Membrane beruht. Dies gilt für beide Typen. Bei einem Mikrofon mit gerichteter Höhenanhebung, wie in unserem Falle, kommt diese bei naher Besprechung voll zur Wirkung.

Bei der Aufnahme von Klangbildern aus geschlossenen Räumen wirken die von den Wänden reflektierten Schallwellen aus den verschiedensten Richtungen gleichzeitig auf das Mikrofon ein. Hierdurch ergibt sich eine mittlere Empfindlichkeit über den ganzen Raumwinkel und eine weitgehend geradlinig verlaufende Frequenzkurve. Hätten die Mikrofone diesen Höhenanstieg unter 0° Schalleinfallsrichtung nicht, so würde die im diffusen Schallfeld gemessene Frequenzkurve nach den Höhen zu abfallen, was ebenfalls wieder für beide Typen zutrifft. Entgegen der eingangs gestellten Forderung soll der Frequenzgang von etwa 2000 Hz an bei einer Schalleinfallsrichtung unter 0° einen leichten Höhenanstieg von 6 bis 8 db bei 8000 Hz aufweisen. Dieser Anstieg ist auch bei beiden Mikrofonen vorhanden (siehe Frequenzkurven), so daß sie für Aufnahmen mit Heimmagnettonbandgeräten geeignet erscheinen.

Mikrofon D 10 mit Kugelcharakteristik

Der Aufbau des Mikrofons ist im Bild 4 dargestellt. An einer gewölbten Membrane aus 0,04 mm dickem Kunststoff ist eine aus 0,03 oder 0,04 mm Kupferemaillelackdraht selbsttragend gewickelte Schwingspule mit etwa 180 bzw. 50 Ω Gleichstromwiderstand angeklebt, die in den Luftspalt des Systems hineinragt. Durch die Membranbewegung um die Ruhelage schneidet die Schwingspule die Kraftlinien im Luftspalt. Dadurch entsteht in der Schwingspule eine EMK. Hierfür gilt die Beziehung

$$E = B \cdot \mathfrak{l} \cdot s \cdot 10^{-8} \text{ in V.}$$

E = EMK in V, B = Feldstärke im Luftspalt in Gauß, $\mathfrak{l}$ = Leiterlänge im Luftspalt in cm, s = Schnelle in cm · s^{-1}. Im vorliegenden Falle ist die Membrane der Einwirkung des Schallfeldes nur einseitig ausgesetzt. Für die Schnelle der Membrane ist daher nur die Druckänderung vor der Membrane maßgebend. Es handelt sich also um einen Druckempfänger. Die Größe der abgegebenen EMK ist der Geschwindigkeit, mit der sich die Schwingspule durch die Ruhelage bewegt, proportional. Der Faktor $B \cdot \mathfrak{l}$ ist durch die Konstruktion bedingt. Ohne besondere Maßnahmen würde die Schnelle s der Membrane und damit die induzierte EMK im wesentlichen durch




Bild 3: Ansicht des Mikrofons Typ D 10 bzw. D11 mit Schalter. Die Gehäuseabmessungen betragen 69×85×34 mm

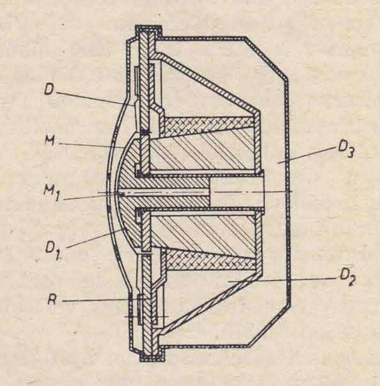


Bild 4: Schnitt durch ein System des Mikrofons Typ D 10

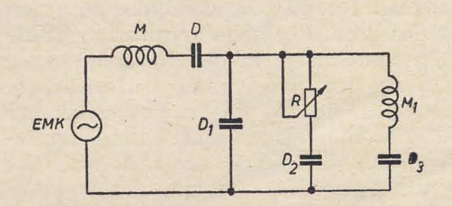


Bild 5: Ersatzschaltbild für das Mikrofon Typ D 10
M = Membranmasse, D = Membransteife, D_1 = Luftpolster unter der Membrane, R = Reibungswiderstand, D_2 = Mittelresonanzkammer, M_1 = Massestöpsel für Baßresonanz, D_3 = Baßvolumen

die Eigenfrequenz der Membrane bestimmt sein. Die dadurch bedingte Überhöhung wird durch Einfügen mehrerer über das Frequenzband verteilter akustischer Impedanzen so kompensiert, daß sich eine frequenzunabhängige Reibungshemmung ergibt. Die einzelnen Resonanzkreise sind aus dem Ersatzschaltbild (Bild 5) ersichtlich.

Die Eigenresonanz der Membrane mit der Schwingspule ist durch die Masse

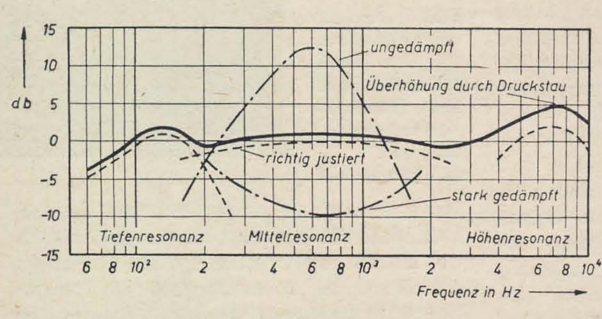


Bild 6: Resultierender Frequenzgang des Mikrofons Typ D 10 durch Verbindung von drei Resonanzstellen ↑

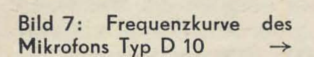


Bild 7: Frequenzkurve des Mikrofons Typ D 10 →

sowie die Steifigkeit der Randzone der Membrane bestimmt. Um unter der Membranresonanz, die bei etwa 400 bis 500 Hz liegt, noch eine hinreichend gleichbleibende Empfindlichkeit zu erhalten, wird der Luftstöpsel M_1 durch das sehr steife Luftpolster D_1 mit der Membrane gekoppelt. Durch das zum Luftstöpsel M_1 hinzugefügte Luftpolster D_3 läßt sich die Membranresonanz auf 180 Hz oder darunter einstellen (Serienresonanzkreis MDM_1D_3)[1]). Die niedere Luftkammer D_1 bewirkt mit der Membranmasse M und der Membransteife D die Höhenresonanz (MDD_1). Der abstimmbare Kreis RD_2 ermöglicht es, durch Verändern des Reibungswiderstandes R einen bei 500 Hz liegenden Resonanzkreis zu beeinflussen, wodurch ein ausgeglichener Frequenzverlauf erzielt wird. Das System hat also im wesentlichen drei Resonanzen, zwei feste und eine veränderliche (siehe Bild 6).

Es handelt sich bei diesem System um einen Druckempfänger mit einseitiger Höhenrichtwirkung. Bei den tiefen Frequenzen bis etwa 1000 Hz ist die Empfindlichkeit für alle Schalleinfallsrichtungen gleich groß. Für hohe Frequenzen ist die Empfindlichkeit in der Normalrichtung am größten und nimmt bei seitlichem Schalleinfall ab. (Siehe Frequenzkurve Bild 7). Diese Eigenschaft kann beim Besprechen des Mikrofones aus der Nähe dazu ausgenützt werden, der Sprache durch seitliches Ansprechen die Schärfe zu nehmen. In anderen Fällen wieder kann gerade die Höhenanhebung unter 0° Schalleinfall ausgenützt werden. Dies richtet sich nach den jeweiligen Aufnahmebedingungen.

Zur Aufnahme sogenannter Konferenzgespräche wird das Mikrofon zweckmäßig in der Mitte der Konferenzteilnehmer aufgestellt. Bei gleichmäßigem Mikrofonabstand werden die Äußerungen aller Sprecher mit gleicher Lautstärke aufgenommen. Von einem Abstand von etwa 2 m an ist auch unter 0° Schalleinfallsrichtung keine merkbare Höhenanhebung mehr festzustellen.

Eine mit dem Mikrofon D 10 gemachte Aufnahme wird allerdings den Nachhall des Aufnahmeraumes wiedergeben. Dies kann sehr störend wirken, da die aufgenommene Sprache oder Musik in den meisten Fällen auch wieder im gleichen Raum abgehört wird, so daß die veränderte Akustik doppelt stark auffällt. Begibt man sich an den Mikrofonaufstellungsort und hält ein Ohr mit dem Finger zu, kann man die Akustik des Aufnahmeraumes annähernd feststellen. Sämtlicher störende Nachhall wird sofort hörbar. Außerdem läßt sich eine gewisse Richtungsempfindlichkeit der hohen Frequenzen feststellen, ähnlich wie bei den besprochenen Mikrofonen, während die tiefen Frequenzen aus allen Richtungen gleich gut gehört werden. Wodurch entsteht nun diese Wirkung? Die Ohrmuschel bildet einen Aufnahmetrichter, der durch den Gehörgang fortgesetzt wird. Hierdurch hat der Mensch beim Hören mit beiden Ohren einen sehr ausgeprägten Richtungssinn, der durch den Kopfschatten unterstützt wird. Durch das Feststellen auch nur der geringsten Phasendifferenz und Intensitätsdifferenz der aufgenommenen Schalleindrücke ist der Mensch beim Hören mit beiden Ohren in der Lage, jede Schallquelle genau zu lokalisieren. Der um den Kopf durch den etwa 30 cm großen Abstand von Ohr zu Ohr entstehende Schallumweg genügt, um eine Schalldruckdifferenz in der Größenordnung von $1 \cdot 10^{-5}$ noch genau wahrzunehmen und sie als Richtungsempfindung zu registrieren.

Im Gegensatz dazu hat das Mikrofon D 10 eine allseitig gleiche Empfindlichkeit mit einem leichten Höhenanstieg unter 0° Schalleinfall. Im wesentlichen ist es aber „rundhörend". Daraus folgt, daß auch die von den Wänden reflektierten Schallwellen des Aufnahmeraumes mit aufgenommen werden. Dies kann zum sogenannten „Verschleiern" der Aufnahme führen, wenn durch ungünstige Akustik des Aufnahmeraumes der indirekte Schall phasenverschoben zum direkten Schall das Mikrofon trifft.

Wird ein Mikrofon mit einseitiger Richtwirkung verwendet, kann dieser Effekt verhindert werden. Man unterscheidet bekanntlich Mikrofone mit unausgeprägter Richtwirkung, wie etwa das Mikrofon Typ D 10, Mikrofone mit zweiseitiger Richtwirkung sowie Mikrofone mit einseitiger oder nierenförmiger Richtwirkung, wie es das Mikrofon Typ D 11 darstellt. Die Bevorzugung der einen oder anderen Mikrofoncharakteristik wird durch die jeweiligen Aufnahmebedingungen bestimmt. Wie aus den obigen Ausführungen hervorgeht, hat ein Mikrofon mit einseitiger Richtwirkung bezüglich der Schallaufnahme viel größere Ähnlichkeit zum menschlichen Ohr als ein Mikrofon mit kugelförmiger Richtwirkung. Der Mensch ist ja in der Lage, störende Nebengeräusche in seinem Schallempfinden vollständig auszuschalten. Man denke zum Beispiel an eine Pendeluhr, die man oft gar nicht mehr hört, obwohl sie ständig tickt. Das Mikrofon dagegen nimmt unweigerlich jedes vorhandene Geräusch auf. Steht aber ein Mikrofon mit einseitiger Richtwirkung zur Verfügung, kann man die aus einer bestimmten Richtung kommenden Schallwellen bevorzugt aufnehmen, was der menschlichen Konzentration auf diese Schallquelle weitgehend gleichkommt.

Mikrofon Typ D 11 mit Nierencharakteristik

Bild 8 läßt den Aufbau des Mikrofons erkennen. Die Konstruktion unterscheidet sich von der des Typs D 10 lediglich durch die zentrale Bohrung durch das System. Eine der Methoden zum Erzielen einer nierenförmigen oder einseitigen Richtwirkung ist bekanntlich die Überlagerung einer kugelförmigen und einer achterförmigen Richtcharakteristik, die auch

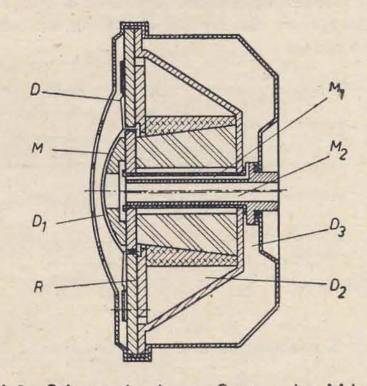


Bild 8: Schnitt durch ein System des Mikrofons Typ D 11

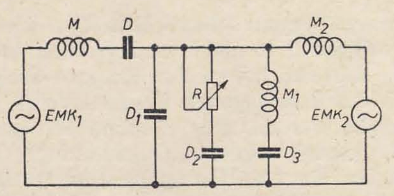


Bild 9: Ersatzschaltbild des Mikrofons Typ D 11 M = Membranmasse, D = Membransteife, D_1 = Luftpolster unter der Membrane, R = Reibungswiderstand, D_2 = Mittelresonanzkammer, M_1 = Massestöpsel für Baßresonanz, D_3 = Baßvolumen, M_2 = Massestöpsel der Achterbohrung

[1]) Österr. Patent Nr. 164414. Alien property custodian, Serial Nr. 4097/2, veröffentlicht am 18. Mai 1943.

für das Mikrofon Typ D 11 angewendet wurde.

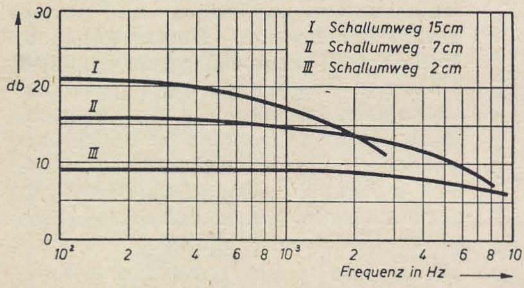
Wie aus den Ausführungen im ersten Abschnitt hervorgeht, ist die kugelförmige Richtcharakteristik auch bei diesem System vorhanden. Der erforderliche Anteil der Achtercharakteristik wird durch die zentrale Bohrung durch das System gewonnen. Die Auslenkung der Membrane aus der Ruhelage durch den die Achtercharakteristik bedingenden Druckunterschied ist von der zwischen Vorder- und Rückseite der Membrane entstehenden Schalldruckdifferenz abhängig. Trifft der Schall das Mikrofon unter einem Winkel von 90°, ist zwischen Vorder- und Rückseite der Membrane keine Schalldruckdifferenz wirksam, die Membrane bleibt daher in Ruhe. In allen übrigen Einfallsrichtungen ist immer nur die senkrechte Komponente des Schalldruckes auf die Membrane wirksam. Sie ist durch den Kosinus des Winkels zwischen Besprechungs- und Normalrichtung gegeben und ist rotationssymmetrisch achterförmig. Im Polarkoordinatensystem dargestellt ist

$$E = E_0 \cdot \cos \alpha .$$

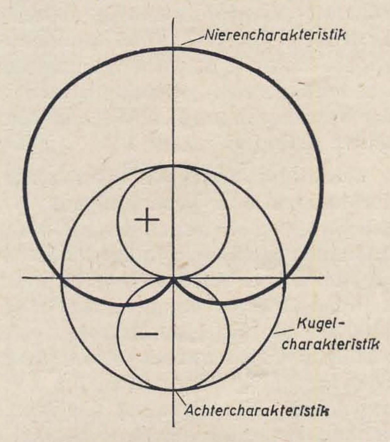
E_0 = Empfindlichkeit unter 0° Schalleinfall, α = Schalleinfallswinkel. Für die EMK an der Schwingspule gilt für die Achterkomponente dieselbe Beziehung wie für die Kugelkomponente, nämlich

$$E = B \cdot \mathfrak{l} \cdot s \cdot 10^{-8} \text{ in V.}$$

Zur Erzielung einer frequenzunabhängigen Achtercharakteristik muß die Schnelle s der Membrane frequenzunabhängig sein. Die Größe der Schalldruckdifferenz ist durch den wirksamen Schallumweg bestimmt, im vorliegenden Falle der Umweg um das ganze System zusätzlich der Länge der zentralen Bohrung. Wird der Umweg größer, wächst die Schalldruckdifferenz und erreicht ihr Maximum, wenn die Länge des Umweges dem Wert der halben Schallwellenlänge entspricht. Die antreibende Druckdifferenz muß daher ihr Maximum bei der oberen Grenzfrequenz des Übertragungsbereiches haben. Dies trifft dann zu, wenn der Schallumweg $a = \frac{\lambda}{2}$ ist. Unter der Grenzfrequenz fällt dann die antreibende Kraft mit der Frequenz ab. Zur Erzielung einer frequenzunabhängigen Schnelle muß die Membrane vorwiegend massegehemmt sein. Aus obiger Beziehung ist weiter ersichtlich, daß für einen geradlinigen Frequenzgang bis 10000 Hz ein Schallumweg von maximal 1,65 cm vorhanden sein darf. Bei dem beschriebenen Mikrofon ist der Schallumweg aber wesentlich größer. Daraus ergibt sich für die Achterkomponente eine im Übertragungsbereich liegende obere Grenzfrequenz, ebenso vergrößert sich aber auch die Empfindlichkeit der Achterkomponente, wie aus Bild 11 ersichtlich ist. Bei dem hier besprochenen System liegt die obere Grenzfrequenz der Achterkomponente etwa bei 2000 Hz.



Die Resonanzfrequenz der Membrane einschließlich der Tauchspule mit der Masse M und der Steifigkeit D der Randzone liegt weit höher als die untere Grenzfrequenz des Übertragungsbereiches. Sie kommt jedoch nicht zur Wirkung, da sich an der Rückseite der Membrane die niedere Luftkammer D_1 anschließt, in die das Rohr mit der Masse M_2 mündet. Es entsteht eine neue Resonanzstelle, und zwar durch die gekoppelten Massen der Membrane und des Luftstöpsels im Rohr in Verbindung mit der Steife des Membranrandes (Serienresonanzkreis MDM_2). Die Wirkung dieser durch die Achterkomponente bedingte Baßresonanz wird von der Baßresonanz der Kugelkomponente unterstützt (Serienresonanzkreis MDM_1D_3). Hieraus resultiert eine ausgeglichenere Wiedergabe der tiefen Frequenzen beim Mikrofon Typ D 11.



↑ Bild 10: Entstehen der Nierencharakteristik aus einer Kugel- und einer Achtercharakteristik durch vektorielle Addition

← Bild 11: Frequenzkurven für verschiedene Schallwegdifferenzen zwischen Membranvorder- und -rückseite eines Druckgradientenmikrofons

Durch das Zusammenwirken von Kugelkomponente und Achterkomponente auf eine Membrane wird die von der Schwingspule abgegebene EMK durch folgende Beziehung bestimmt:

$$E = E_0 \cdot (1 + \cos \alpha) .$$

E_0 = Empfindlichkeit unter 0° Schalleinfall, $E_0 \cdot 1$ = Empfindlichkeit bei Kugelcharakteristik, $E_0 \cdot \cos \alpha$ = Empfindlichkeit bei Achtercharakteristik. Bei der Druck- oder Kugelkomponente des Mikrofons ist die Bewegungsrichtung der Membrane unabhängig von der Schalleinfallsrichtung, was aus dem Faktor 1 in der Beziehung $E_0 \cdot 1$ hervorgeht. Bei der

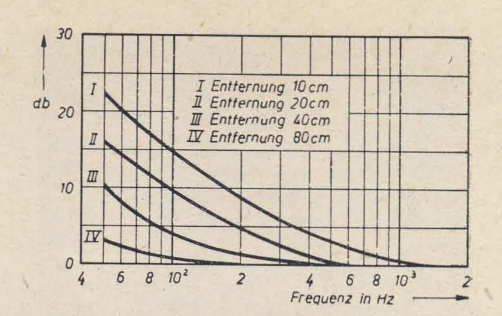


Bild 12: Anstieg des Druckgradienten bei Besprechung aus der Nähe

Geschwindigkeits- oder Achterkomponente hingegen ist die Phase der Bewegung von der Schalleinfallsrichtung abhängig und beispielsweise bei Beschallung von rückwärts um 180° phasenverschoben gegenüber der Beschallung von vorn. Trifft der Schall von vorn auf das Mikrofon, verdoppelt sich daher die abgegebene EMK, während sich bei einer Beschallung von rückwärts die Spannungen subtrahieren (siehe Bild 10). Da der Achteranteil nicht über den ganzen Frequenzbereich wirksam ist, sondern nur unter 2000 Hz, ergibt sich bis zu dieser Frequenz bei einem Schalleinfall unter 180° eine durch die Achterkomponente bedingte Empfindlichkeitsreduktion. Über der Grenzfrequenz des Achteranteils arbeitet das Mikrofon daher als reiner Druckempfänger mit Höhenrichtwirkung. Dadurch ergibt sich auch über der Grenzfrequenz der Achterkomponente und 180° Beschallung eine wirksame Empfindlichkeitsreduktion, so daß im Mittel ein Abfall von ca. 5 db über den ganzen Frequenzbereich erzielt wird.

Die menschliche Sprache liefert für tiefe Frequenzen in unmittelbarer Umgebung des Mundes ein ideales Kugelschallfeld. Durch die hierbei auftretende Phasenverschiebung zwischen Druck und Schnelle steigt die Empfindlichkeit für die Achterkomponente je nach Sprechdistanz in den Tiefen stark an (Bild 12), was sich bei diesem Mikrofon natürlich auswirkt. Durch nahes Besprechen kann daher eine Tiefenanhebung erzielt werden, wodurch Sprache oder Gesang an Fülle gewinnen.

Der sich ergebende Frequenzgang entspricht den eingangs gestellten Forderungen bezüglich Frequenzlinearität und der Höhenanhebung unter 0° Schalleinfall. Die nierenförmige Richtcharakteristik mit einem durchschnittlichen Abfall von 5 db über den gesamten Frequenzbereich sichert diesem Mikrofon ein weites Anwendungsgebiet. Speziell für den Tonbandamateur, der in jeder erdenklichen

Bild 13: Frequenzkurve des Mikrofons Typ D 11

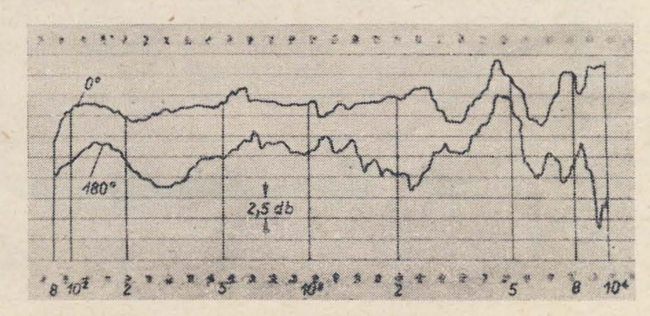




Bild 14: Die Einzelteile des dynamischen Mikrofons Typ D 10 bzw. D 11

Situation Aufnahmen machen möchte, ist dieses Mikrofon ein wertvoller Helfer. Die Aufnahme unerwünschter Laute kann bei richtiger Aufstellung des Mikrofons weitgehend vermieden werden, und störende Geräusche, zum Beispiel von der eigenen Aufnahmeapparatur, werden nicht mehr auf das Band aufgenommen. Ebenso kann beim Besprechen von Schmaltonfilmen nach dem Magnettonverfahren das Projektorgeräusch ausgeblendet werden. Die Gefahr der verfälschten Aufnahme aus halligen Räumen wird bei Verwendung dieses Mikrofons vermieden. Bei Übertragungsanlagen ist die Gefahr der akustischen Rückkopplung vom Lautsprecher auf das Mikrofon infolge der Richtcharakteristik desselben gering.

Ausführungsform

Die beiden Mikrofontypen sind äußerlich gleich. Das ganze Mikrofongehäuse aus Kunststoff ist nur durch zwei Schrauben zusammengehalten und wird in den verschiedensten Farben geliefert. Für die elfenbeinfarbene Ausführung ist das Gitter über dem System im Goldton gehalten; hat das Mikrofongehäuse einen kakaobraunen, grauen oder einen anderen dunklen Farbton, ist das Gitter vernickelt. Jedes Mikrofon kommt mit einem gleichfarbigen Tischsockel in den Handel, der mit einer $^3/_8$″-Schraube am Mikrofon befestigt werden kann. Ein eingeklebter Gummiwulst an der Auflagefläche des Tischsockels erhöht die Standfestigkeit des Mikrofons und hält Erschütterungen vom System fern. Außerdem klemmt der Tischsockel das Kabel zusätzlich ein, so daß eine nochmalige Zugentlastung des Kabels erfolgt. Die Mikrofonkapsel selbst ist im Gehäuse in Gummi gelagert. Ohne Tischsockel kann das Mikrofon an einem Stativ mit $^3/_8$″-Gewinde befestigt oder als Handmikrofon für Reportagen, Diktate oder Lautsprecheranlagen verwendet werden. Beim Typ D 11 ist darauf zu achten, daß man die Rückseite des Metallgitters mit der Handfläche nicht verdeckt, weil hierdurch die Nierencharakteristik verloren geht und das Mikrofon zum Kugelmikrofon wird. Wie bereits erwähnt, werden beim D 11 durch nahes Besprechen die tiefen Frequenzen bevorzugt übertragen, während der Klangcharakter bei Verwendung des Mikrofons Typ D 10 auch beim Besprechen aus unmittelbarer Nähe gleich bleibt.

Von beiden Mikrofonen gibt es noch eine Ausführungsform mit Schalter (siehe Bild 1), der die Schwingspule kurzschließt. Vielfach wird ein derartiger Schalter als „Räuspertaste“ bezeichnet. Er erübrigt ein Abschalten der Aufnahmeapparatur bzw. der Übertragungsanlage, was besonders dann günstig ist, wenn sich der Sprecher in großem Abstand von denselben befindet.

Beide Mikrofontypen können mit niederohmigem oder hochohmigem Ausgang geliefert werden, wobei die Schwingspulimpedanz der niederohmigen Ausführung 60 oder 200 Ω beträgt. Die Empfindlichkeit bei 60 Ω Schwingspulimpedanz und 1000 Hz ist für beide Mikrofontypen etwa 0,1 mV/μbar unbelastet und für 200 Ω Schwingspulimpedanz etwa 0,2 mV/μbar unbelastet. Die Streuung der Empfindlichkeit innerhalb der Serie beträgt etwa ± 2 db bei obigen Angaben. Je nach der Auslegung des Eingangsübertragers wird der einen oder anderen Ausführung der Vorzug gegeben. Die niederohmige Ausführung hat den großen Vorteil, daß man das Mikrofon weit entfernt von der Aufnahmeapparatur betreiben kann. Da der elektrische Widerstand der Mikrofonleitung in Serie zum Tauchspulenwiderstand liegt, ergibt sich eine Spannungsteilung. Somit ist zur Beurteilung der Verluste der Leitungswiderstand in Beziehung zum Schwingspulwiderstand zu setzen. Kabellängen bis zu 200 m sind ohne merkbare Einbuße an Empfindlichkeit bei beiden Schwingspulimpedanzen möglich.

Bei hochohmiger Ausführung ist ein hochwertiger, statisch abgeschirmter Miniaturübertrager in das Mikrofon eingebaut. Er übersetzt die Schwingspulimpedanz von 60 Ω auf 40000 Ω. Die Empfindlichkeit beträgt hierbei wieder für beide Typen etwa 2 mV/μbar unbelastet bei 1000 Hz. Dadurch ist es möglich, die Eingangsspannung direkt an das Gitter der Eingangsröhre zu legen. Der Gitterableitwiderstand soll hierbei nicht kleiner als 0,5 MΩ sein, um eine Spannungsteilung zu verhindern. Diese Ausführungsform erübrigt die Verwendung eines Eingangsübertragers. Da bei Magnettonbandgeräten bekanntlich starke magnetische Streufelder vorhanden sind, muß der Eingangsübertrager zur Vermeidung von Brummstörungen entsprechend abgeschirmt sein. Ein derartiger Übertrager ist aber ziemlich teuer, weshalb bei kleinen und billigen Magnettonbandgeräten gern die letztere Ausführungsform des Mikrofones gewählt wird. Das Mikrofon wird mit einem 1,5 m langen einpolig abgeschirmten Kabel geliefert. Diese Entfernung genügt, um aus dem Bereich der magnetischen Streufelder des Magnettonbandgerätes zu kommen. Wegen der Gefahr der kapazitiven Ableitung sollte das Mikrofonkabel nicht verlängert werden.

Für gute Schallaufnahmen ist eine genügend große Störgeräuschfreiheit erforderlich. Die Störgeräusche können im Mikrofon selbst oder im nachfolgenden Verstärkereingang erzeugt werden. Die einzige Störgeräuschquelle bei diesen Mikrofonen ist der ohmsche Widerstand der Schwingspule. Das Verhältnis von Störspannung zu Nutzspannung ist besser als 60 db, was für einwandfreie Aufnahmen vollständig ausreicht. Ferner ist für gute Aufnahmen noch eine genügende Verzerrungsfreiheit zu fordern, die bei den besprochenen Mikrofonen bis zu den größten praktisch vorkommenden Schalldrücken gegeben ist.

Abschließend sei noch gesagt, daß die beiden Mikrofontypen weitgehend erschütterungsunempfindlich und windunempfindlich sind. Durch geeignete Materialwahl sind sie gegen tropische Hitze und Feuchtigkeit sowie gegen arktische Kälte geschützt. Sie können sowohl in Innenräumen als auch im Freien verwendet werden. Die mechanische Robustheit dynamischer Mikrofone dürfte allgemein bekannt sein, so daß sich hier eine nähere Erläuterung erübrigt.

Technische Daten

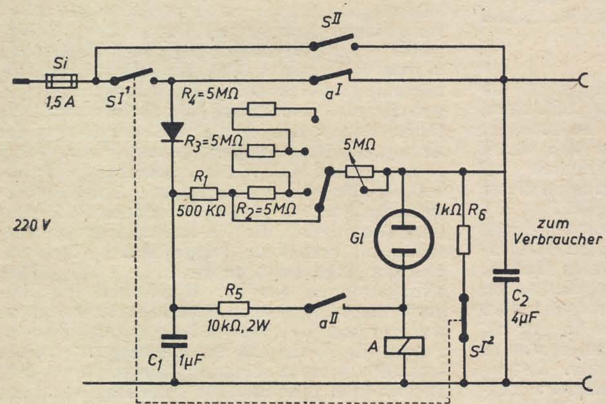
	Typ D 10	Typ D 11
Frequenzbereich	80 bis 10 000 Hz	80 bis 10 000 Hz
Frequenzgang	± 4 db	± 4 db
Ausgangsspannung niederohmig im Leerlauf	60 Ω: 0,1 mV/μbar 200 Ω: 0,2 mV/μbar	60 Ω: 0 1 mV/μbar 200 Ω: 0,2 mV/μbar
Ausgangsspannung hochohmig im Leerlauf	40 kΩ: 2 mV/μbar	40 kΩ: 2 mV/μbar
Richtcharakteristik	frequenzabhängig kugelförmig	frequenzabhängig nierenförmig

Fordert Vernichtung der Atomwaffen – damit sie Euch nicht vernichten



Einfacher Verzögerungsschalter

Bei den üblichen Verzögerungsschaltern handelt es sich meist um relativ komplizierte Geräte, deren Aufbau dem daran interessierten Amateurfotografen oft Schwierigkeiten bereitet. Auch wird bei vielen Schaltungen ein ziemlich hoher Aufwand getrieben, wie die Anwendung von Thyratrons, Röhren, Heiztransformatoren oder mehreren Relais. Im folgenden soll nun eine einfache Schaltung unter Verwendung einer Glimmlampe beschrieben werden.



Beim Betätigen des Schalters S^I wird der äußere Stromkreis über den Kontakt 1 geschlossen. Gleichzeitig öffnet sich der Kontakt 2, der den Kondensator C_2 über den Widerstand R_6 zur Entladung kurzgeschlossen hält. Über die wahlweise zuschaltbaren Widerstände R_1 bis R_4 wird der Kondensator C_2 aus dem Gleichrichterteil geladen. Beim Erreichen der Zündspannung der Glimmlampe GL von 150 bis 170 V fließt ein Strom durch das Relais A. Der Relaiskontakt a^{II} schließt den Haltestromkreis des Relais über R_5, und a^I unterbricht den äußeren Stromkreis. Durch Zurücklegen des Schalters S^I in die Anfangsstellung wird der Kondensator C_2 über S^{I^2} und R_6 entladen, was zum Erreichen konstanter Schaltzeiten erforderlich ist. Gleichzeitig öffnet sich S^{I^1}, der Relaishaltekreis wird unterbrochen, so daß sich a^{II} öffnet und a^I schließt. Es kann jetzt ein neuer Schaltvorgang stattfinden. Ist ein Schaltvorgang beendet, das heißt, hat das Relais angezogen und ist der Schalter S^I noch nicht in die Ausgangsstellung zurückgebracht worden, so erfolgen durch das Wiedererreichen der Zündspannung der Glimmlampe periodisch Nachzündungen, die aber für den Schaltvorgang ohne Bedeutung sind, da das Relais über den Haltestromkreis gehalten, von diesen Stößen nicht beeinflußt wird. Verwendet man den beschriebenen Verzögerungsschalter als Zeitschalter für Fotozwecke, so kann man die Einrichtung zum Scharfeinstellen bei Vergrößerungen über S^{II} überbrücken.

Als Gleichrichter läßt sich jeder beliebige Typ von 20 bis 30 mA verwenden. Die Glimmlampe muß für einen Strom von 20 bis 50 mA ausgelegt sein, da sie einen kräftigen Stromstoß liefern soll. Im Mustergerät wurde eine Glimmlampe der Firma Pressler Typ GR 150 DA verwendet. Das Relais ist ein handelsübliches Rundrelais mit 10000 Windungen 0,16 ∅ CuL. Der Widerstand beträgt ungefähr 450 Ω. Hierbei ist die Anpassungsfrage wichtig. Einerseits ist zum sicheren Anzug eine bestimmte Amperewindungszahl erforderlich, die eine möglichst hohe Windungszahl ratsam erscheinen läßt, andererseits erhöht sich bei großer Windungszahl der Widerstand, daraus ergibt sich ein geringerer Strom. Aus diesen beiden Forderungen resultiert eine günstige Kompromißlösung.

Der Haltekontakt a^{II} des Relais ist sorgfältig zu justieren, damit der Haltekreis schon bei leichtem Ansprechen des Ankers geschlossen wird.

Die Prüfspannung des Kondensators C_1 muß hoch gewählt werden, da an ihm Spitzenspannungen bis über 300 V auftreten. S^I ist ein zweipoliger Umschalter.

Mit der beschriebenen Anordnung wurden reproduzierbare Schaltzeiten bis zu 75 Sekunden erreicht, die durch Verwenden eines größeren Kondensators C_2 bzw. größerer Widerstände R_1 bis R_4 entsprechend verlängert werden können.

Dieter Müller, Berlin-Niederschöneweide

Ausrichten eines UKW-Dipols

Das Ausrichten eines UKW-Dipols auf die günstigste Empfangsrichtung bereitet oftmals einige Schwierigkeiten, zumal wenn die Entfernung zwischen Empfangsgerät und Dipol eine unmittelbare Verständigung durch Zuruf ausschließt.

Man kann nun über einen Widerstand von etwa 50 kΩ die am Belastungswiderstand des Ratiodetektors liegende Gleichspannung auf eine Ader der zum Dipol führenden Bandleitung geben. Am Dipol auf dem Dach läßt sich diese Spannung über einen weiteren Vorwiderstand von etwa 50 kΩ mit einem Meßwerk von etwa 100 bis 400 µA Vollausschlag gegen Erde (Blitzableiter) messen. Eine Beeinflussung des Empfangs kann nicht stattfinden, weil Dipol, Bandleitung und Empfängereingang sehr niederohmig sind. Man muß nur darauf achten, daß die beiden Vorwiderstände unmittelbar an der Antennenbuchse bzw. am Dipol angebracht werden.

Der Dipol läßt sich jetzt bequem auf Maximalausschlag und damit genau in die Empfangsrichtung drehen. Auch die Wirkung eines Reflektors kann beispielsweise unmittelbar festgestellt werden. Eine etwaige galvanische Verbindung des Mittelabgriffs der Antennenspule mit Masse ist vorher aufzutrennen und das Empfangsgerät selbstverständlich zu erden. — Die Anwendung dieses Verfahrens beschränkt sich auf Wechselstromempfänger, die durch den Netztransformator galvanisch vom Lichtnetz getrennt sind.

Eine andere Möglichkeit, die auch bei Allstrombetrieb angewendet werden kann, ist folgende: Über einen Berührungsschutzkondensator von 5 nF gibt man die Ausgangswechselspannung des Empfängers über den vorher erwähnten Vorwiderstand von 50 kΩ auf die Bandleitung und schaltet auf dem Dach an Stelle des Meßwerks einen Kopffernhörer ein. Bei starken Brummstörungen am Wechselstromnetz bringt oft ein Umpolen des Netzsteckers Abhilfe. Da das Maximum unscharf ist, muß man jetzt das sehr deutliche Empfangsminimum aufsuchen und den Dipol dann nach einer Drehung von 90° montieren. Wegen des unscharfen Maximums kann man die Wirkung eines Reflektors oder dergleichen mit der zuletzt beschriebenen Anordnung schlecht beurteilen.

H.-E. Lattorff, Quedlinburg

Einbandarbeiten für den 3. Jahrgang der Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN übernimmt auf Wunsch die
Buchbinderei Günter Otto,
Mahlow, Kreis Zossen (S-Bahnhof Blankenfelde), Dosselweg 11,
zum Preis von 5,50 DM + 0,70 DM Porto.



Leser, die nur die Einbanddecke für diesen Jahrgang wünschen, werden um Voreinsendung des Betrages von 2,– DM + 0,25 DM Porto auf das Postscheckkonto Berlin 26720 gebeten.

Die Einbanddecken für den 1. Jahrgang unserer Zeitschrift sind zur Zeit vergriffen. Der Jahrgang 1952 kann aber auch weiterhin mit dem Jahrgang 1953 zusammen für 5,50 DM und 0,70 DM Porto eingebunden werden. Auch Einbanddecken für den 2. Jahrgang sind noch vorrätig.

Die Redaktion

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

15. 4. 1857

Der Berliner Verlagsbuchhändler Fr. Appelius reicht im Auftrag des preußischen Generalkonsuls Appelius in Livorno ein Gesuch um Patentierung des 1855 von Giovanni Caselli in Florenz erfundenen Kopiertelegrafen (Pantelegrafen) mit synchronen Pendeln zum Übertragen von Schriftzeichen und Bildern in Preußen ein.

16. 6. 1857

Der französische Telegrafeninspektor in Algier, Jules Lesuerre, schlägt für Algier ein System der „Sonnentelegrafie" vor. Er nannte die zugehörigen Apparate „Heliographen". Es handelte sich um einen Sonnenlichtsignalgeber, der später von den Engländern, dann von allen militärischen Staaten eingeführt wurde.

5. 8. 1857

Es wird damit begonnen, ein neues Transatlantikkabel (s. 1853) quer durch den Atlantischen Ozean zwischen Valentia an der westlichen Küste Irlands und Neufundland zu verlegen, nachdem wissenschaftliche und seemännische Fachleute eine Untersuchung des Meeresbodens angestellt und günstige Erfolge in Aussicht gestellt hatten.

Der amerikanische Ingenieur Gisborne wollte das nordamerikanische Telegrafennetz mit Hilfe einer Leitung durch Neu-Braunschweig und Neu-Schottland nach der Breton-Insel, von da durch die Aspy-Bai über Neufundland und durch die Trinity-Bai mit der Alten Welt verbinden. Als Anknüpfungspunkt war hier Valentia in Irland ausersehen, doch gelang es ihm lange nicht, die notwendigen Geldmittel zusammenzubringen. Erst durch das Hinzutreten des großen Unternehmers Cyrus Field wurde die Vorarbeiten in ein Stadium gebracht, das die Inangriffnahme der wirklichen Kabellegung gestattete.

Dieses atlantische Kabel hatte ein einziges, aus sieben schwachen Kupferdrähten zusammengesponnenes Leitungsseil. Dieses war zunächst mit einer aus drei konzentrischen Guttaperchalagen bestehenden Umhüllung, dann mit einer Hanflage von sechs Litzen umkleidet, und außen schützte das Ganze eine aus 18 Litzen bestehende Schale, die durch zusammengezwirnte Eisendrähte gebildet wurden. Dieses Kabel erschien im Verhältnis zu anderen ziemlich schwach, doch war es auf dem tiefen Meeresgrunde zerstörenden Einflüssen weit weniger ausgesetzt als eine an den Küsten entlang verlegte Leitung. An solchen Stellen wurden übrigens auch in das atlantische Kabel stärkere Stellen eingefügt.

Diese Kabelverlegung erfolgte durch zwei Dampfschiffe, die amerikanische „Niagara" (begleitet von dem Schiff „Gorgon") und die englische „Agamemnon" (begleitet von dem Schiff „Valorous"), jedes mit der Hälfte des Gesamtkabels beladen. Beide Schiffe begaben sich auf die Mitte zwischen den beiden Endstationen und begannen mit der Verlegung nach beiden Seiten. Mitten auf dem Meere, als die beiden Schiffe etwa 1000 englische Meilen voneinander entfernt waren, hörten plötzlich die Signale, die sie durch das Kabel fortwährend miteinander wechselten, auf. Das Kabel war gerissen, und um den Rest zu retten, mußte man kappen und umkehren, um das für immer verlorene Stück durch ein neues zu ersetzen. Dieser Kabelbruch war dadurch hervorgerufen worden, daß man auf dem einen Schiff an der Abwickelungsmaschine eine Änderung hatte anbringen wollen, während das Kabel ununterbrochen über sie hinweglaufen mußte. Das Kabel riß hierbei, und auch das zweite Schiff mußte sich wohl oder übel von ihm befreien.

1858

Die nach Heinrich Geißler (1814—1879), ihrem ersten Hersteller, benannten Geißlerschen Leuchtröhren werden entwickelt. In einer auf einen Druck von etwa 2 mm Quecksilbersäule ausgepumpten Glasröhre werden zwei Metallplatten eingeschmolzen, zwischen denen bei Anschluß an eine Elektrisiermaschine oder eine andere geeignete Spannung von etwa 2000 V ein leuchtender Lichtbogen übergeht. Die Wärme dieses Lichtbogens ist sehr gering, man nennt derartiges Licht deswegen oft kaltes Licht.

1858

Wilhelm Feddersen begibt sich, nachdem er sein Doktorexamen abgelegt hat, nach Leipzig, um dort seine schon in Kiel begonnenen Untersuchungen über den elektrischen Funken fortzusetzen. Zu dieser Zeit bestand bereits eine Theorie der Elektrizität, die vor allem von dem englischen Physiker Thomson und dem deutschen Physiker Kirchhoff weit entwickelt worden war. Thomson hatte nicht nur die Existenz elektrischer Schwingungen vorausgesagt, sondern auch die nach ihm benannte Formel angegeben, mit der man die Frequenz solcher Schwingungen noch heute berechnet. Bis dahin waren diese Schwingungen auf dem Wege des Versuches nicht nachgewiesen worden. Dies gelang Feddersen im darauf- folgenden Jahre.

1858

Reuters Telegrafenbüro gelingt es, die Presse, insbesondere die Londoner Zeitungen, für seine Telegramme zugänglich zu machen. Auch die Provinzzeitungen ließen sich durch Reuters Telegrafenbüro mit Nachrichten versorgen. Das Interesse der Bevölkerung an dieser Berichterstattung steigerte sich täglich.

Aus allen Gegenden der Welt wurden durch Reuters Telegrafenbüro Nachrichten telegrafisch übermittelt. Wo Telegrafenlinien fehlten, wurden alle anderen zur Verfügung stehenden Nachrichtenmittel verwendet. Korrespondenten und Agenten befanden sich auch in Afrika, Asien, China, Indien und Australien, ebenso in Amerika, Brasilien, Westindien usw. Zu besonderen Ereignissen, wie zum Beispiel Sportveranstaltungen, Weltausstellungen, Naturkatastrophen, Krönungsfeierlichkeiten, Kriegshandlungen usw. wurden besondere Agenten ausgeschickt, die sich in den betreffenden Orten selbst aufhielten und von dort berichteten.

Um die aus allen Teilen der Welt in Reuters Telegrafenbüro einlaufenden Nachrichten möglichst schnell den Zeitungen mitteilen zu können, ließ Reuter sein Büro mit den größten Zeitungen direkt telegrafisch verbinden. Auch mit sämtlichen Telegrafenämtern wurden direkte Verbindungen hergestellt.

1858

Der englische Physiker Wheatstone verbesserte seinen 1840 erfundenen alphabetischen Telegrafen, so daß dieser von jedem Lesekundigen bedient werden konnte.

1858

Die Telegrafenlinien der Erde haben folgenden Umfang:

Amerika	45000 engl. Meilen	(= 72420 km)
Australien	12000 engl. Meilen	(= 19312 km)
England	10000 engl. Meilen	(= 16093 km)
Deutschland u. Österreich	10000 engl. Meilen	(= 16093 km)
Frankreich	8000 engl. Meilen	(= 12875 km)
Übriges Europa	7650 engl. Meilen	(= 12316 km)
Rußland	5000 engl. Meilen	(= 8047 km)
Indien	5000 engl. Meilen	(= 8047 km)
Preußen	4000 engl. Meilen	(= 6437 km)
in der Welt sonst	500 engl. Meilen	(= 805 km)
	107150 engl. Meilen	(=172445 km)

1858

Sardinien wird mit Malta und Korfu durch Unterseekabel verbunden.

1858

Karl Wilhelm (C. William) Siemens übernimmt in England die Leitung des Zweiggeschäftes von Siemens & Halske, die sich später zur Firma Siemens Brothers & Co. entwickelt. Bald danach folgt in Charlton bei Wollwich eine durch ihn gegründete Werkstatt für die Anfertigung von Telegrafenapparaten und Unterseekabeln.

16. 3. 1858

Der russische Physiker und Radiotechniker Alexander Stepanowitsch Popow wird in Bogolowski, einem kleinen Städtchen im Nordural, als Sohn eines Geistlichen geboren.

Sein ständiger Umgang mit Ingenieuren und Mechanikern eines nahegelegenen Industriewerkes erweckte in dem Jungen eine große Neigung zur Technik. Er zeigte schon frühzeitig eine starke Begabung für die Mathematik und Physik und besuchte in Perm das Gymnasium. 1888 wurde Popow Vorsteher der Abteilung für praktische Physik am Mineninstitut in Kronstadt. Hier lernte er 1894 die Untersuchungen von Lodge und Hertz über hochfrequente elektrische Schwingungen kennen, was ihn veranlaßte, Antennen mit Hilfe kleiner Ballone möglichst hoch emporschweben zu lassen. Im gleichen Jahr erfand Popow das „Radiometer" zur Wahrnehmung der Hertzschen Wellen und erzielte 1895 eine selbsttätige Aufzeichnung luftelektrischer Entladungen mit dem von Branly 1890 entwickelten Kohärer; 1895 führte Popow den ersten Radioempfänger der Erde („Gewitteranzeiger" genannt) vor, wobei er zum ersten Male in der Geschichte der Funktechnik die von ihm erfundene Antenne verwendete. Am 7. 5. 1895 stellte Popow in Petersburg (Leningrad) die für Rußland ersten Versuche mit drahtloser Telegrafie an. Noch am gleichen Tage faßte er die Erkenntnisse über seine Antenne vor der Russischen Physikalischen und Chemischen Gesellschaft zusammen, wobei er über die „Verwendung der metallischen Pulver für elektrische Schwankungen" berichtete. Ein Schema seines Radioempfängers gab Popow 1896 bekannt. Die erste Radiosendung führte Popow am 12. 3. 1896 durch, wobei er bei einem Vortrag vor der physikalischen Abteilung der russischen Physikalischen und Chemischen Gesellschaft über die Ergebnisse seiner Arbeiten die Worte „Heinrich Hertz" über eine Entfernung von 250 m übermittelte. Mit seinem ständigen Mitarbeiter Rybkin errichtete Popow 1897 eine 18 m hohe Antenne und erzielte dadurch die Verbindung zwischen den 5 km voneinander entfernten Kreuzern „Europa" und „Afrika". 1898 konnte er nach weiterer Vervollkommnung seiner Apparate bei den Radioversuchen 11 km überbrücken. Bei der Havarie des russischen Panzerschiffes „Apraxin" im Dezember 1899 erhielt Popow den Auftrag, von der Insel Hogland eine telegrafische Verbindung zur finnischen Stadt Kotka herzustellen. Daraufhin erhielt Popow 1900 den weiteren Auftrag, zahlreiche russische Kriegsschiffe mit drahtloser Telegrafie auszurüsten. Nachdem ihm Fernverbindungen bis über 150 km im Schwarzen Meer gelangen, wurde Popow im Oktober 1905 Direktor des Elektrotechnischen Institutes in Petersburg. Am 13. 1. 1906 starb Popow in Petersburg.

26. 3. 1858

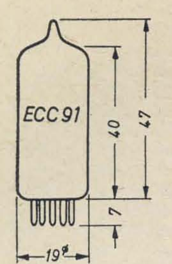
In Mainz wird der geheime Oberpostrat Professor Dr. Karl Strecker geboren. Er war langjähriger Präsident des telegrafentechnischen Reichsamtes und Vorsitzender des Bundes Deutscher Techniker. Er unternahm 1895 Versuche zur drahtlosen Übertragung telegrafischer Zeichen, die er bis auf Entfernungen von 17 km zu übertragen vermochte; 1896 gelang es ihm, durch Induktionsströme Zeichen ohne metallische Verbindung zu übertragen.

4. 10. 1858

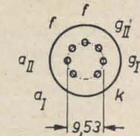
Der südslawische Elektrotechniker Michael Pupin wird in Idvor geboren. Er erfand 1899, von Heaviside's Vorschlägen (s. 1850) ausgehend, die „Pupinspule" zur Durchführung eines Fernsprechverkehrs über größere Entfernungen, mit der später viele große See- und Landkabel ausgerüstet wurden (so zum Beispiel das 1927 zwischen Deutschland und Schweden verlegte dritte Seefernsprechkabel).

RÖHRENINFORMATION ECC 91

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze



Maximale Kolbenabmessungen



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau

Miniaturröhre mit sieben Stiften, Doppeltriode mit gemeinsamer Katode. Beide Systeme sind parallel zueinander senkrecht auf einem scheibenförmigen Preßglasteller aufgebaut.

Verwendung

Rauscharme Doppeltriode für UKW-Verstärkerschaltungen, ferner als HF-Endverstärker, Gegentakt-C-Verstärker für Telegrafie, als Oszillator und als additive Mischröhre zu verwenden. Schaltet man die Gitter beider Systeme in Gegentakt, die Anoden parallel, so kann man die ECC 91 als Mischröhre bis zu 600 MHz (= 0,5 m) benutzen.

Paralleltypen

OSW 2025 und HF 2025 sind veraltete Typenbezeichnungen. Die amerikanische Bezeichnung für die ECC 91 ist 6 J 6. In der Sowjetunion heißt die Röhre 6 H 15 П und 6 Ж 6 П. Die CV 858 entspricht der ECC 91. Die Daten der 19 J 6 entsprechen mit Ausnahme der Heizung (U_f = 18,9 V, I_f = 150 mA) denen der ECC 91.

Hersteller

VEB Werk für Fernmeldewesen „WF", HV-RFT.

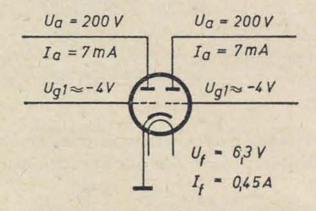
Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode, Wechselstromheizung, Parallelspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	0,45	A

Meßwerte, Werte je System

Anodenspannung	U_a	200	100	V
Gittervorspannung	U_g	—4	—0,85	V
Anodenstrom	I_a	7	8,5	mA
Steilheit	S	3,6	5,3	mA/V
Durchgriff	D	2,8	2,6	%
Verstärkungsfaktor	μ	36	38	
Innenwiderstand	R_i	10	8,1	kΩ



Meßschaltung

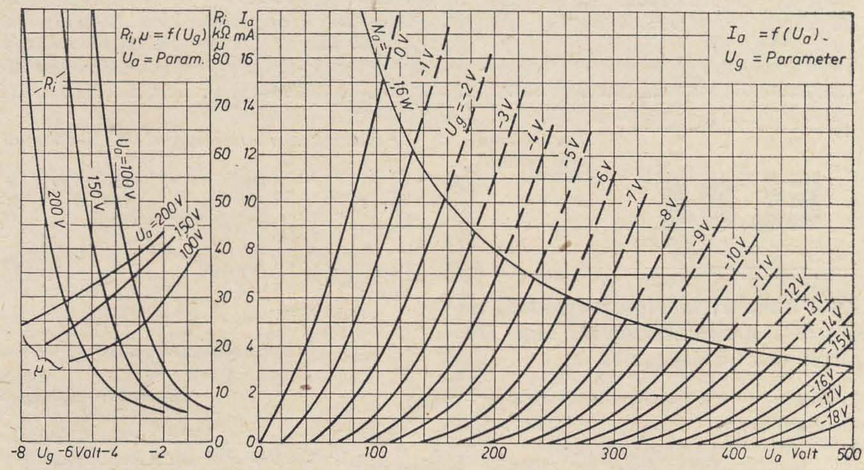
Betriebswerte als A-Verstärker, Werte je System (außer R_k)

Anodenspannung	U_a	100	V
Katodenwiderstand für beide Systeme gemeinsam	R_k	50	Ω
hierbei beträgt U_g ca.		—0,85	V
Anodenstrom	I_a	8,5	mA
Steilheit	S	5,3	mA/V
Verstärkungsfaktor	μ	38	
Innenwiderstand	R_i	8,1	kΩ

Betrieb mit fester Gittervorspannung ist nicht zu empfehlen.

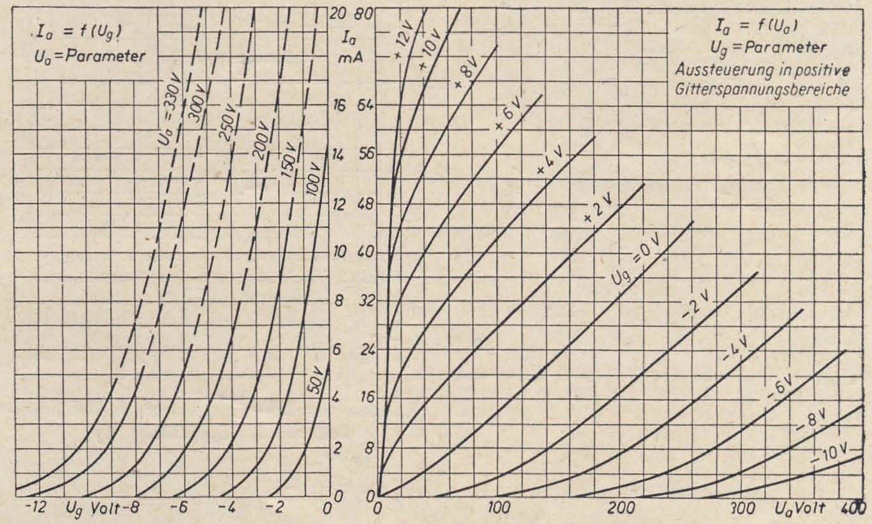
Zusätzliche Betriebswerte als Hochfrequenzverstärker für UKW

Eingangswiderstand bei f = 100 MHz	r_e	ca. 4,8	kΩ
Äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	ca. 0,47	kΩ



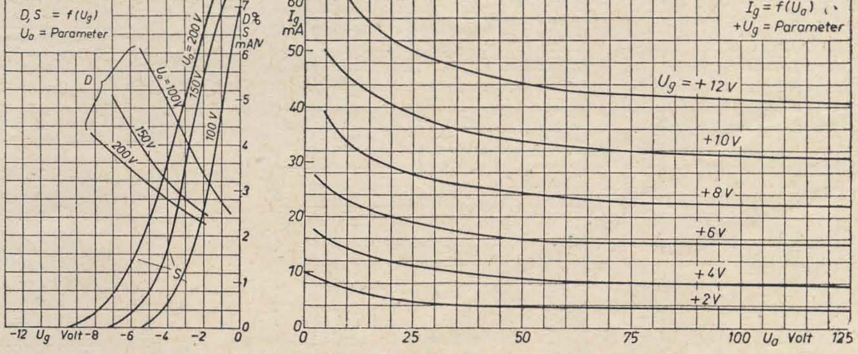
Innenwiderstand und Verstärkungsfaktor in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung, ins positive Gebiet ausgesteuert



Steilheit und Durchgriff in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Gitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

Betriebswerte als Hochfrequenzverstärker, beide Systeme in Gegentakt-C-Betrieb (bei ausgesteuerter Röhre ohne Modulation, für KW- und UKW-Betrieb), für Telegrafieverstärkung und als Gegentaktoszillator

Anodenspannung	U_a	150	V
Gittervorspannung, fest	U_g	—10	V
Gitterwiderstand für beide Systeme gemeinsam	R_g	625	Ω
Katodenwiderstand für beide Systeme gemeinsam	R_k	220	Ω
Anodenstrom für beide Systeme gemeinsam	I_{ad}	ca. 30	mA
Gitterstrom für beide Systeme gemeinsam	I_{gd}	ca. 16	mA
Steuerleistung	$\mathfrak{N}_{st}$	ca. 0,35	W
Ausgangsleistung	$\mathfrak{N}$	ca. 3,5	W

Bei kürzeren Wellen nimmt die Leistung ab.

Betriebswerte als Gegentaktoszillator für UKW

Anodenspannung	U_a	150	V
Gitterwiderstand für beide Systeme gemeinsam	R_g	2	kΩ
Anodenstrom für beide Systeme gemeinsam	I_{ad}	ca. 25	mA
Ausgangsleistung bei f = 250 MHz	$\mathfrak{N}$	ca. 1	W

Bei noch höheren Frequenzen ist zur Erzielung eines guten Wirkungsgrades eine höhere Anodenspannung zu empfehlen (oberste Grenze: 330 V).

Betriebswerte als Mischröhre

Anodenspannung	U_a	150	V
Katodenwiderstand	R_k	800	Ω
Oszillatorspannung	$U_{osz\,eff}$	2,1	V
Anodenstrom	I_{ad}	5	mA
Mischsteilheit	S_c	1,9	mA/V
Innenwiderstand	R_i	10,2	kΩ

Der Gesamtwiderstand des Gitterkreises soll 0,5 MΩ nicht überschreiten. Betrieb mit fester Gittervorspannung ist nicht zulässig.

Grenzwerte

Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	400	V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	330	V
Anodenverlustleistung je System	$N_{a\,max}$	1,6	W
Anodenstrom je System	$I_{a\,max}$	15	mA
Gitterstrom je System	$I_{g\,max}$	8	mA
Gitterableitwiderstand	$R_{g\,max}$	0,5	MΩ
Gittervorspannung	$U_{g\,max}$	—40	V
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$U_{f/k\,max}$	±100	V
Widerstand zwischen Heizfaden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ
Grenzfrequenz	f_{max}	600	MHz

Kapazitäten

Eingang	c_e	ca. 2	pF
Ausgang	c_a	ca. 0,4	pF
Gitter — Anode	$c_{g/a}$	ca. 1,5	pF

EL 84

Fortsetzung und Schluß

Zwei Röhren EL 84 in Gegentakt geschaltet. Aussteuerung bis zum Einsetzen des Gitterstromes

a) Betriebswerte bei Gegentakt-A-Betrieb

Anodenspannung	U_a	250	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	250	V
Katodenwiderstand	R_k	2 × 140	Ω
hierbei ist U_{g1} ca.		—7,5	V
Anodenstrom	I_a	2 × 48	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2 × 6	mA
Außenwiderstand von Anode zu Anode	$R_{a/a}$	7	kΩ
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	12	W
hierbei Klirrfaktor	k	6,5	%
Gitterwechselspannung von Gitter zu Gitter	$\mathfrak{U}_{g/g\,eff}$	10	V

b) Betriebswerte bei Gegentakt-AB-Betrieb

U_a	300		250		V
U_{g2}	300		250		V
R_k [1])	130		130		Ω
hierbei U_{g1} unausgesteuert ca.	—10,4		—9		V
$R_{a/a}$ [2])	8		8		kΩ
$\mathfrak{U}_{g/g\,eff}$ [3])	0	21	0	14,8	V
I_a	2 × 36	2 × 43	2 × 31	2 × 42	mA
I_{g2}	2 × 4	2 × 11	2 × 3,5	2 × 8	mA
$\mathfrak{N}$	0	16	0	11	W
hierbei k		4		4	%

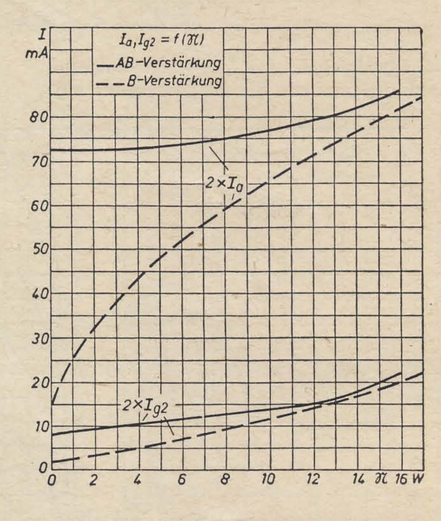
c) Betriebswerte bei Gegentakt-B-Betrieb

U_a	300		250		V
U_{g2}	300		250		V
U_{g1}	—16,5		—12,5		V
$R_{a/a}$ [2])	8		8		kΩ
$\mathfrak{U}_{g/g\,eff}$ [3])	0	21	0	16,8	V
I_a	2 × 7,5	2 × 42	2 × 10	2 × 35	mA
I_{g2}	2 × 0,8	2 × 11	2 × 1,1	2 × 7,5	mA
$\mathfrak{N}$	0	17	0	11	W
hierbei k		3,8		2,5	%

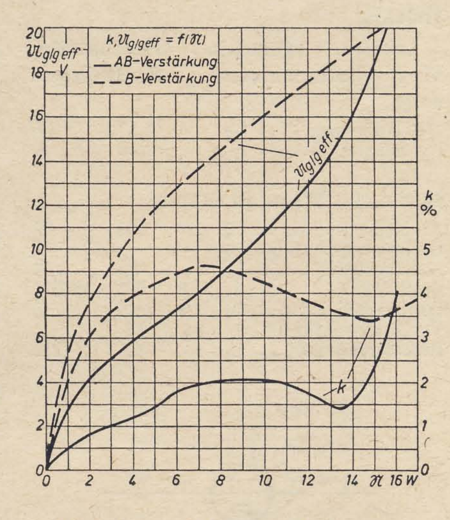
[1]) Gemeinsamer Katodenwiderstand.
[2]) Außenwiderstand von Anode zu Anode.
[3]) Wechselspannung von Gitter zu Gitter.

Vergleich zwischen Gegentakt-AB- und -B-Verstärkung

$U_a = 300$ V, $U_{g2} = 300$ V, $R_{a/a} = 8$ kΩ



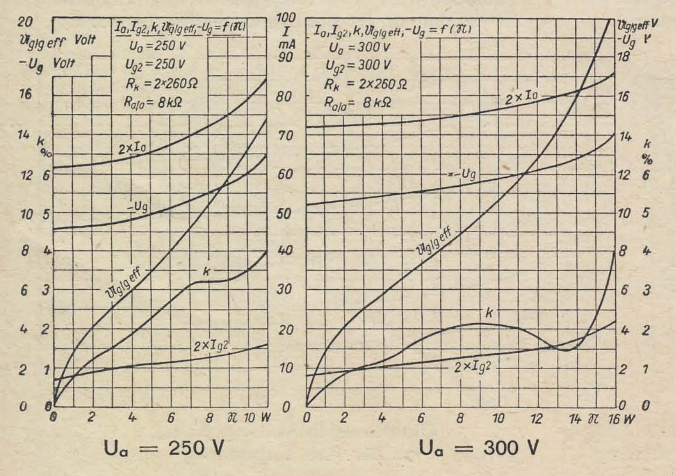
Anoden- und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Sprechleistung



Klirrfaktor und Gitterwechselspannung in Abhängigkeit von der Sprechleistung

Klirrfaktor- und Leistungskurven

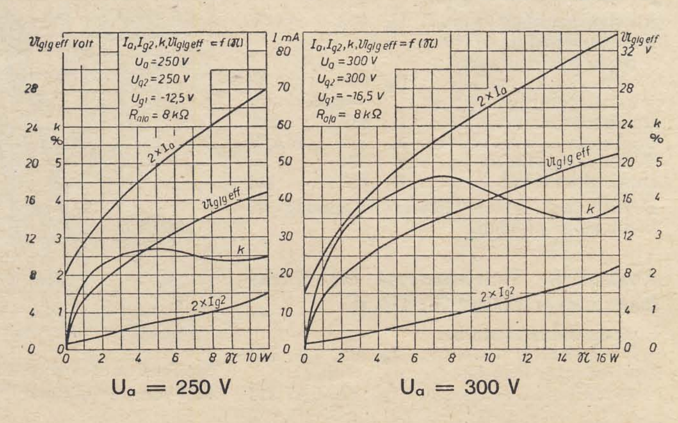
Gegentakt-AB-Betrieb



$U_a = 250$ V $U_a = 300$ V

Klirrfaktor- und Leistungskurven

Gegentakt-B-Betrieb



$U_a = 250$ V $U_a = 300$ V

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Hörrundfunk

29. Fortsetzung

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Oberwellen und Frequenzverwerfungen lassen sich durch eine lose Rückkopplung vermeiden. Zu diesem Zwecke fügt man in die Oszillatorschaltung eine regelbare Gegenkopplung ein (Bild 340). Sie wirkt der Mitkopplung entgegen und wird so eingestellt, daß der Oszillator gerade noch schwingt.

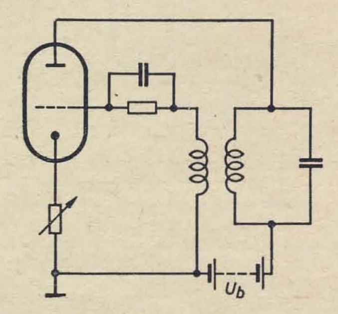


Bild 340: Oszillatorschaltung mit regelbarer Gegenkopplung zur Erzielung einer losen Mitkopplung

Belastungs- und Betriebsspannungsschwankungen beeinflussen die Oszillatorfrequenz ebenfalls. Es ist daher für eine möglichst konstante Belastung zu sorgen. Man schaltet zwischen Oszillator und Verbraucher (zum Beispiel Antenne) in der Regel eine oder mehrere Verstärkerstufen (Pufferstufen) ein. Die Betriebsspannungen sind gegebenenfalls zu stabilisieren, oder man wendet die gegen diese Schwankungen unempfindlicheren Gegentaktschaltungen an.

Bei tieferen Oszillatorfrequenzen läßt sich die Frequenzstabilität leichter erreichen. Je tiefer die Frequenz ist, um so höher kann die Kreiskapazität gewählt werden. Eine höhere Kreiskapazität verursacht jedoch kleinere prozentuale Frequenzänderungen. Ändert sich die Kreiskapazität aus irgendeinem Grunde, zum Beispiel um 0,6 pF, so wird die Resonanzfrequenz des Kreises entsprechend geändert. Beträgt die Kreiskapazität 60 pF, so stellt eine Änderung von 0,6 pF 1% der Kreiskapazität dar. Ist aber die Kreiskapazität viel größer, zum Beispiel 600 pF, so wird bei der Kapazitätsänderung von 0,6 pF die Gesamtkapazität nur noch um 0,1% verändert. Damit wird auch die Frequenzänderung bedeutend kleiner. Im allgemeinen werden daher nur Frequenzen bis zu 3 MHz erzeugt. Für höhere Frequenzen wendet man die Frequenzvervielfachung an.

Die abgegebene Leistung eines Röhrenoszillators richtet sich nach der geforderten Frequenzkonstanz. Man wird im allgemeinen zugunsten der Frequenzkonstanz auf Leistung verzichten. Die unter diesen Bedingungen erzielbare Oszillatorleistung beträgt nur wenige Watt und dient lediglich zum Steuern der folgenden Puffer- und Leistungsstufen (Steueroszillatoren). Für Amateurzwecke können mit steilen Sendepentoden bei Quarzstabilisierung allerdings Leistungen bis zu 100 W erreicht werden. Man arbeitet dann trotz der damit verbundenen Nachteile im C-Betrieb und erzielt dadurch einen besseren Wirkungsgrad (70 bis 80%).

Bei Berücksichtigung aller Gesichtspunkte, die zur Frequenzstabilisierung angeführt wurden, erhält man mit Röhrenoszillatoren Frequenzen mit Genauigkeiten von 10^{-4} und bei temperaturunabhängigen Kristallschaltungen sogar mit einer Genauigkeit von 10^{-8}.

Das gleichzeitige Erregen mehrerer Schwingungen (Pendelrückkopplung)

Wird nach Bild 341 eine Röhre mit zwei für sich rückgekoppelten Schwingungskreisen versehen, die miteinander nicht gekoppelt sind, so unterscheidet man in bezug auf die zwei Resonanzfrequenzen f_1 und f_2, die sich erregen können, folgende zwei Fälle:

1. Sind die beiden Frequenzen f_1 und f_2 nicht sehr verschieden voneinander (bis etwa 4 : 1), so erregt sich meist nur eine der beiden. Im Einschaltaugenblick gilt für beide Frequenzen die gleiche Wahrscheinlichkeit, sich zu erregen. Tatsächlich wird sich jedoch nur die Frequenz erregen, welche sich rascher aufschaukelt. Das ist in der Regel jene mit geringerer Dämpfung, stärkerer Rückkopplung oder höherer Frequenz. Sie steuert die Röhre voll aus und entzieht dem anderen Schwingungskreis die Energie. Die schwächere Schwingung wird also durch die stärkere unterdrückt.

Verkleinert man nun die Rückkopplung der sich voll erregten Frequenz, so werden die Schwingungen zunächst aufrechterhalten, obwohl die Selbsterregungsbedingungen der unterdrückten Frequenz jetzt unter Umständen günstiger sind. Erst beim Unterschreiten einer bestimmten Rückkopplung springt die Schwingung plötzlich auf den anderen Schwingungskreis um und entzieht dem ersteren rasch die Energie.

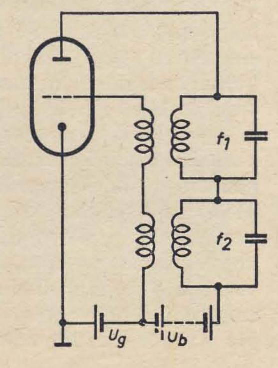


Bild 341: Zur Erklärung der gleichzeitigen Selbsterregung zweier Schwingungen

Ähnliche Zieherscheinungen treten zum Beispiel dann auf, wenn ein abgestimmter Schwingungskreis (Antennenkreis) unmittelbar an den Oszillator angeschlossen oder fest mit ihm gekoppelt wird.

2. Sind die beiden Frequenzen von verschiedener Größenordnung, so wird sich in der Regel die höhere Frequenz ausbilden, da sie sich rascher aufschaukelt. Steuert sie die Röhre voll aus, so kann sich die tiefere Frequenz nicht erregen. Wird die hochfrequente Schwingung durch lose Rückkopplung nur schwach ausgebildet, erregt sich bei fester niederfrequenter Rückkopplung auch die niedere Frequenz. Die niederfrequente Schwingung verlagert dann den Arbeitspunkt periodisch auf der I_a-U_g-Kennlinie. Je nach der wirksamen Steilheit der durchlaufenen Arbeitspunkte erregen sich die hochfrequenten Schwingungen mehr oder weniger stark. Sie setzen beim Verlagern des Arbeitspunktes ins Negative zeitweise sogar aus (Bild 342). Die Amplitude der hochfrequenten Schwingung wird daher proportional der Steilheit durch die niederfrequente Schwingung geformt. Das Pendeln der hochfrequenten Rückkopplung im Takte der niederfrequenten Schwingung hat mitunter ein unregelmäßiges Rauschen zur Folge.

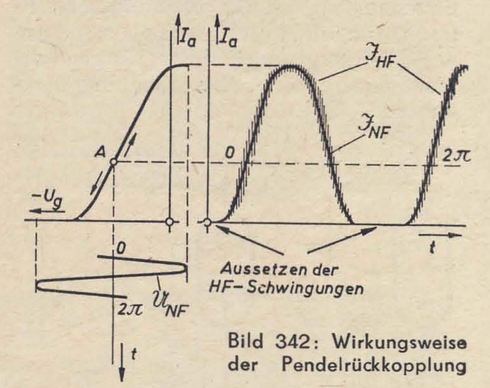


Bild 342: Wirkungsweise der Pendelrückkopplung

Die Pendelrückkopplung kann beim Empfang sehr wirkungsvoll zur Entdämpfung herangezogen werden. Dabei wird die Schwingkreisdämpfung im Takte der Pendelfrequenz Null und damit die Verstärkung sehr hoch. Die Selbsterregung stört hier nicht, da sie immer wieder unterbrochen wird. Allerdings muß die Pendelfrequenz hierbei oberhalb des hörbaren Frequenzbereiches liegen und mindestens 20 bis 30 kHz betragen. Als störend empfindet man lediglich das Pendelrauschen. Die Anwendung der Pendelrückkopplung wird auf den KW und UKW-Bereich beschränkt, da hier das erforderliche hohe Verhältnis der beiden Frequenzen praktisch verwirklicht werden kann.

Oszillatorschaltungen

Durch Selbsterregung will man im allgemeinen einen sinusförmigen Wechselstrom ganz bestimmter Frequenz erzeugen. Oszillatorschaltungen besitzen daher in der Regel abgestimmte Schwingkreise hoher Güte, die auch bei stärkeren Übersteuerungen die Sinusform des Stromes bzw. der HF-Spannung gewährleisten. Die Wechselstromenergie wird durch Umformen der Gleichstromenergie der Gleichstromquelle mit Hilfe der Oszillatorschaltung gewonnen.

Die Gleichstromenergie muß der Schaltung stets an einem wechselstromfreien, geerdeten Punkt zugeführt werden. Dadurch wird das Abfließen der Wechselstromenergie über die Gleichstromquelle verhindert. Anderenfalls ist die Zuführungsleitung zu verdrosseln, was jedoch erhöhten Aufwand bedeutet. In bezug auf den Anschluß der Gleichstromquelle unterscheidet man die Reihen- oder Serien- und die Parallelspeisung des Oszillators.

Bei Reihenspeisung (Bild 343a) liegen die Betriebsspannungen (U_b, U_g) jeweils in Reihe mit dem Anoden- und Gitterkreis. Die Blockkondensatoren C_{bl} schließen die Stromquellen für die Hochfrequenz kurz und vermeiden einen HF-Spannungsabfall am Innenwiderstand der Stromquelle.

Bei Parallelspeisung (Bild 343b) liegen die Betriebsspannungen parallel zum Gitter- und Anodenkreis. Die mit den Stromquellen in Reihe geschalteten Hochfrequenzdrosseln verhindern ein Abfließen der HF-Energie nach Masse, während die Kondensatoren die Gleichspannung blokkieren.

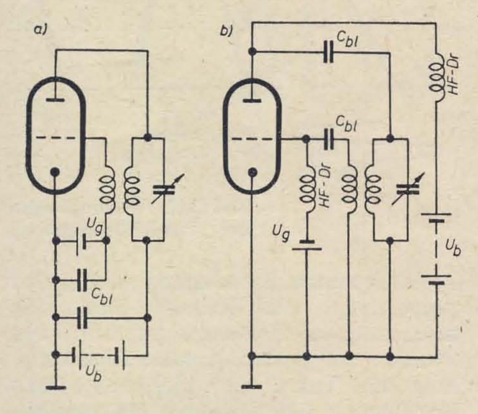


Bild 343: Oszillotorspeisung
a) Reihen- oder Serienspeisung
b) Parallelspeisung

Die Art der Speisung hat prinzipiell keinen Einfluß auf die Wirkungsweise der Oszillatorschaltung. Sie ermöglicht nur eine Anpassung an spezielle Verwendungszwecke. Soll ein großer Frequenzbereich durchgestimmt werden, kann sich die Parallelspeisung unter Umständen nachteilig auswirken. In diesem Falle ist ein wirkungsvolles Verdrosseln für alle Frequenzen schwierig, da infolge der Eigenkapazität der Drossel verschiedene Frequenzen kurzgeschlossen werden, bei denen dann sogenannte „Schwinglöcher" entstehen, das heißt, die Oszillatorschwingungen reißen hier ab. An Stelle der HF-Drossel kann bei kleineren Oszillatorleistungen auch ein ohmscher Widerstand (10 bis 100 kΩ) verwendet werden. Dieser bedämpft allerdings den Schwingungskreis und vermindert dessen Güte.

Die Gittervorspannung wird wegen des besseren Schwingungseinsatzes meist automatisch durch die Gitterkombination erzeugt.

Zur Leistungserhöhung eines Oszillators werden, ähnlich wie beim Leistungsverstärker, meist Gegentaktschaltungen und nur selten Parallelschaltungen von Röhren angewendet. Bei kurzen Wellen bietet die Gegentaktschaltung den wesentlichen Vorteil, daß die Röhrenkapazitäten in Reihe liegen und somit halbiert werden. Dadurch kann auch das L/C-Verhältnis höher gewählt werden.

Soll der Oszillator durchstimmbar sein, so kann sowohl eine C-Abstimmung (Drehkondensator) als auch eine L-Abstimmung (Variometer) erfolgen. Um auch bei voll ausgesteuerten Schaltungen einen möglichst oberwellenfreien Betrieb zu erhalten, wird die Kreiskapazität meist relativ groß gewählt. Dadurch werden die infolge Übersteuerung entstandenen Oberwellen praktisch kurzgeschlossen.

Für die Aussteuerungs- und Leistungsverhältnisse gelten grundsätzlich die bereits für Leistungsverstärker gemachten Ausführungen. Die erzeugte HF-Leistung kann induktiv, kapazitiv oder auch galvanisch ausgekoppelt werden. Obwohl die Berechnung einer Oszillatorschaltung durchaus möglich ist, dimensioniert man den Oszillator in der Praxis meist durch Versuche, da dieses Verfahren schneller zum Ziele führt.

Man verwendet praktisch nur solche Schaltungen, die eine möglichst phasenreine Mitkopplung ergeben, das heißt, die Phasenverschiebung zwischen Anodenwechselspannung und Gitterwechselspannung muß praktisch 180° betragen. Neben der bereits eingehend besprochenen Transformatorschaltung nach Bild 335b (Meißneroszillator) und deren Abarten läßt sich auch mit den Spannungsteilerschaltungen (Dreipunktschaltungen) leicht eine phasenreine Mitkopplung erreichen. Aus der Fülle der angewandten Schaltungsarten, die sich meist nur durch die Art der Speisung und Erdung unterscheiden, werden im folgenden nur die charakteristischen Schaltungen besprochen.

Spannungsteilerrückkopplungen

1. Hartleyoszillator
(induktive Dreipunktschaltung)

Im Gegensatz zur Transformatorrückkopplung wird als HF-Spannungsteiler hier eine fortlaufend gewickelte Spule eingesetzt (vgl. Bild 344). Die Rückkopplungsspule fehlt also in diesen Schaltungen. Der Spulenabgriff wird an Katode gelegt und dadurch eine Mitkopplung erzielt. Bei Reihenspeisung kann die Katode allerdings nicht geerdet werden (Bild 344a), die Heizleitungen sind daher zu verdrosseln. Man legt den Rotor des Drehkondensators zweckmäßig an Masse und vermeidet dadurch die sogenannte „Handempfindlichkeit" beim Abstimmen. Soll die Katode aus irgendeinem Grunde geerdet werden, so ist die Parallelspeisung nach Bild 344b anzuwenden.

Die Hartleyschaltung ist im wesentlichen eine Abart des Meißneroszillators (Transformatorschaltung). Der Abstimmkondensator liegt parallel zu L_a und L_g, so daß die sich erregende Frequenz durch den gesamten Schwingungskreis bestimmt wird. Bei schwach gedämpftem Schwingungskreis (vernachlässigbare Verluste) und kleinem Gitterstrom gilt für den Rückkopplungsfaktor

$$K_u = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \frac{L_g}{L_a}. \qquad (165)$$

Für Röhren mit einem Durchgriff D = 5 bis 10% ist K_u = 0,25 bis 0,2 zu wählen. Durch Verschieben des Abgriffs

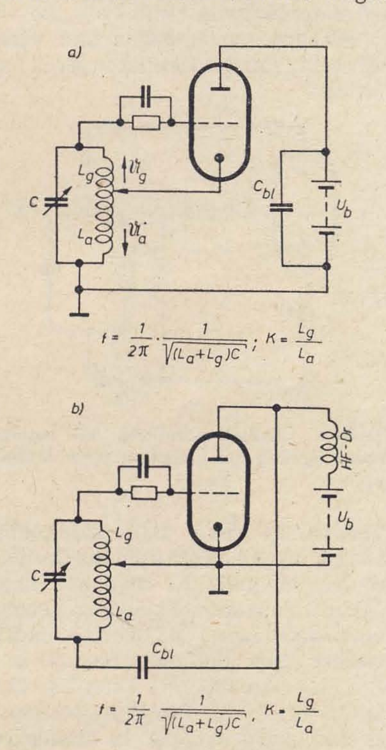


Bild 344: Hartleyoszillator (induktive Dreipunktschaltung)
a) Reihenspeisung b) Parallelspeisung

kann der Rückkopplungsfaktor verändert werden. Der Vorteil dieser Schaltung liegt in ihrem einfachen Aufbau und der leichten Bedienung. Sie ist besonders für Kurzwellen geeignet.

2. Colpittsoszillator
(kapazitive Dreipunktschaltung)

Der Colpittsoszillator (Bild 345) unterscheidet sich von der Hartleyschaltung nur insofern, daß zwei Kondensatoren C_g

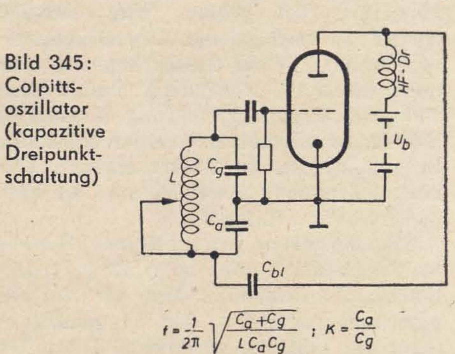


Bild 345: Colpitts-oszillator (kapazitive Dreipunktschaltung)

und C_a in Reihe eine kapazitive Rückkopplung bewirken. Die Oszillatorabstimmung kann durch Verändern der Spule L vorgenommen werden, die als Variometer ausgeführt ist. Da die Katode am Verbindungspunkt der Kondensatoren angeschlossen ist, kann über den Oszillatorkreis kein Gleichstrom fließen, und man muß die Parallelspeisung des Oszillators anwenden. Der Gitterwiderstand muß direkt an die Katode gelegt werden, da sich sonst keine Gittervorspannung einstellen kann. Für den Rückkopplungsfaktor gilt ähnlich (165)

$$K_u = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \frac{\frac{1}{\omega C_g}}{\frac{1}{\omega C_a}} = \frac{C_a}{C_g}. \quad (166)$$

Der Vorteil der kapazitiven Dreipunktschaltung liegt im wesentlichen in der geringen Anfälligkeit gegen wilde Schwingungen. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Elektrodenkapazitäten mit in die Schwingkreiskapazität eingehen und damit unschädlich werden. Die Schaltung eignet sich besonders als UKW-Oszillator, da hier die Rückkopplung über die inneren Röhrenkapazitäten ($c_{a/k}$, $c_{g/k}$) erfolgen kann.

3. Huth-Kühnoszillator

Die Huth-Kühnschaltung (Bild 346) hat sowohl in der Anode als auch im Gitter einen abgestimmten Schwingungskreis, beide sind nicht miteinander gekoppelt. Die zur Schwingungserzeugung notwendige Rückkopplung des Anodenkreises auf den Gitterkreis erfolgt hier über die Gitter-Anoden-Kapazität (kapazitive Rückkopplung).

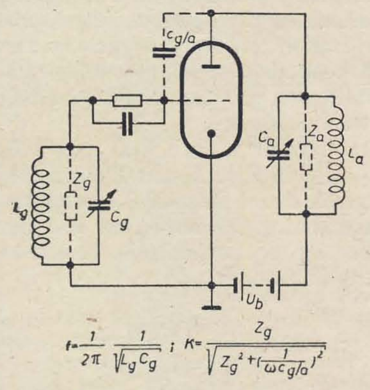


Bild 346: Huth-Kühnoszillator

Nach dem bereits Gesagten [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1954) S. 344] muß zur Selbsterregung über die Gitter-Anoden-Kapazität der Anodenkreis induktiv sein. Die Resonanzfrequenz des Anodenschwingungskreises muß also eine höhere sein als die des Gitterkreises, damit sich die Gitterkreisfrequenz erregt. Die Selbsterregungsbedingung ist durch folgende Gleichung gegeben:

$$S \omega c_{g/a} Z_g Z_a \geq 2. \quad (167)$$

Reicht die Gitter-Anoden-Kapazität für eine Rückkopplung nicht aus, so kann sie durch Parallelschalten einer festen Kapazität auf den erforderlichen Wert vergrößert werden.

Der Huth-Kühnoszillator arbeitet wegen der erhöhten Selektivität durch die beiden Schwingungskreise verhältnismäßig oberwellenfrei.

Elektronengekoppelter Oszillator (ECO-Schaltung)

Um eine möglichst rückwirkungsfreie Auskopplung der Oszillatorleistung zu erreichen, verwendet man oft die Schaltung nach Bild 347. Hier wird das System Katode, Steuergitter und Schirmgitter einer

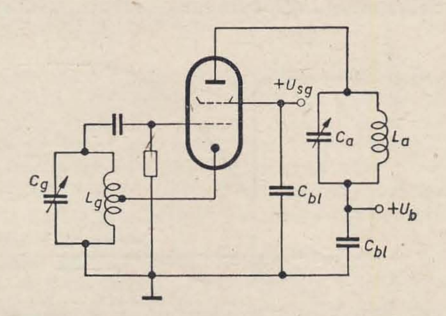


Bild 347: Elektronengekoppelter Oszillator (ECO-Schaltung)

Mehrgitterröhre in beliebiger Rückkopplungsschaltung, meist in Hartleyschaltung, zur Schwingungserzeugung benutzt und das Schirmgitter kapazitiv geerdet. Die HF-Schwingungen am Gitter steuern den Anodenstrom, und dem Anodenkreis kann die Oszillatorleistung entnommen werden. Die Auskopplung erfolgt hier über den gemeinsamen Elektronenstrom.

Eine gute kapazitive Abschirmung (Schirmgitter und bei Pentoden auch das Bremsgitter hochfrequenzmäßig geerdet) zwischen dem Oszillatorteil und dem Verbraucher vermindert die Rückwirkung der Belastungsschwankungen auf die Oszillatorfrequenz. Dieser Effekt kann durch Abstimmen des Anodenkreises auf eine Oberschwingung noch erhöht werden. Pentoden mit innerer Verbindung Katode-Bremsgitter können für eine ECO-Schaltung nicht verwendet werden, da sonst die Abschirmwirkung entfällt.

Der elektronengekoppelte Oszillator stellt im Prinzip einen selbsterregten Dreielektrodensteueroszillator mit nachgeschalteter fremdgesteuerter Stufe in einer Röhre dar. Man kann daher in diesem Sinne auch zweistufige Oszillatorschaltungen aufbauen (zum Beispiel Franklinoszillator).

Rückkopplungsschaltungen für ultrakurze Wellen

Sollen in einer Rückkopplungsschaltung höhere Frequenzen, insbesondere oberhalb 30 MHz erzeugt werden, ergeben sich verschiedene Schwierigkeiten. So können zum Beispiel die Schwingkreiselemente wegen der Röhrenkapazitäten und der Zuleitungsinduktivitäten nicht beliebig verkleinert werden. Dieser Umstand erschwert die äußere Oszillatorabstimmung. Man verwendet hier Spezialröhren mit kleinen Elektrodenabmessungen und versucht, allein mit den Röhrenkapazitäten auszukommen. Äußere Kapazitäten werden nach Möglichkeit nicht verwendet. Als Kreisinduktivitäten dienen meist nur noch sehr kurze Drahtbügel. Infolge der mit der Frequenz zunehmenden ohmschen Verluste durch Stromverdrängung wird der Resonanzwiderstand immer kleiner. Zur Verringerung der Stromverdrängungsverluste verwendet man versilberte Bandleiter, die so kurz wie möglich gehalten werden. Dadurch ergeben sich verschiedene schaltungstechnische und konstruktive Abweichungen von der Schaltungsweise bei längeren Wellen.

Im Bild 348a ist die Schaltung eines UKW-Colpittsoszillators dargestellt. Die Rückkopplung erfolgt über die Gitter-Katoden-Kapazität $c_{g/k}$. Der Rückkopplungsfaktor ist gleich dem Verhältnis:

$$K_u = \frac{c_{a/k}}{c_{g/k}}. \quad (168)$$

Die sich erregende Frequenz ist durch L und $c_{g/a}$ bestimmt. Die Gittervorspannung wird wie üblich durch die RC-Gitterkombination automatisch erzeugt, während die Parallelspeisung über eine UKW-Drossel erfolgt. Der Kondensator der Gitterkombination dient gleichzeitig als Blockkondensator für die Gleichspannung.

Da sich im UKW-Bereich eine wirkungsvolle Verdrosselung nur schwierig erzielen läßt, verwendet man oft Gegentaktschaltungen ohne Drossel (Bild 348b). Die Anoden- und Gitterwechselspannungen sind in den Speisepunkten (a, b) gegenphasig gleich und heben sich daher

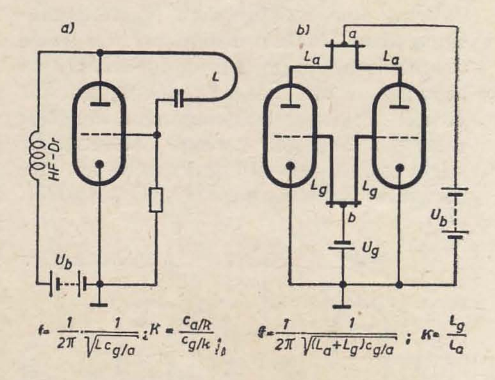


Bild 348: Oszillatorschaltungen für kurze Wellen
a) UKW-Colpittsoszillator
b) Hartleygegentaktoszillator

auf, so daß hier beim Zuführen der Gleichspannung keine HF-Energie abfließen kann. Die im Bild 348b dargestellte Schaltung ist im Prinzip ein Hartleygegentaktoszillator, da die beiden Speisepunkte (a, b) auf gleichem HF-Potential liegen. Der Rückkopplungsfaktor ist gleich dem Verhältnis L_g/L_a. Die sich erregende Frequenz ist durch $c_{g/a}$, L_a und L_g bestimmt.

Mit ähnlichen Schaltungen und geeigneten Röhren lassen sich Frequenzen bis etwa 100 MHz verhältnismäßig leicht erzeugen. Zur Erregung noch höherer Frequenzen verwendet man Schwingungskreise mit verteilten Induktivitäten und Kapazitäten (konzentrische Leitungen, Topfkreise). Dies bedingt eine etwas andere Schaltungstechnik, die aber im Rahmen dieses Lehrganges nicht besprochen werden soll.

Kristallgesteuerte Oszillatoren

Schwingungen hoher Frequenzgenauigkeit lassen sich mit kristallgesteuerten Oszillatoren erzeugen. Sie enthalten als frequenzbestimmendes Glied an Stelle des Schwingungskreises ein Kristallplättchen aus Quarz oder Turmalin.

Wird zum Beispiel aus einem Quarzkristall in geeigneter Weise ein Plättchen (Rechteck- oder Kreisform) herausgeschnitten und auf dieses in einer bestimmten Richtung ein Druck ausgeübt, so kann man auf den vom Druck beeinflußten Seiten eine elektrische Ladung feststellen. Nach Aufhören des Druckes schwingt der Quarz mechanisch über seine Ruhelage hinaus. Das Quarzplättchen wird dadurch in entgegengesetzter Weise wie beim Beginn dieses Vorganges deformiert, wobei sich das Vorzeichen der Ladung umkehrt. Beim Anlegen einer Wechselspannung führt das Kristallplättchen mechanische Schwingungen aus, wobei sich bei entsprechender Dicke des Kristalls eine mechanische Resonanz mit der erregenden Frequenz ergibt. Die Kristallfrequenz ist der Dicke des Plättchens umgekehrt proportional; je dicker der Kristall, um so niedriger seine Frequenz. Einer Frequenz von 1 MHz entspricht beim Quarz eine Plättchendicke von etwa 3 mm. Das Kristallplättchen wird zwischen zwei Metalldruckplatten in einen besonderen Halter eingebaut [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 6 (1953) S. 190][1].

Wird dem Kristall eine Wechselspannung der gleichen Frequenz wie seine mechanische Resonanz aufgedrückt, so schwingt er mit dieser Frequenz, und zur Erhaltung dieser Schwingungen benötigt man nur eine sehr geringe Leistung. Er wirkt somit wie ein ganz schwach gedämpfter Schwingungskreis ($Q \geqq 10000$).

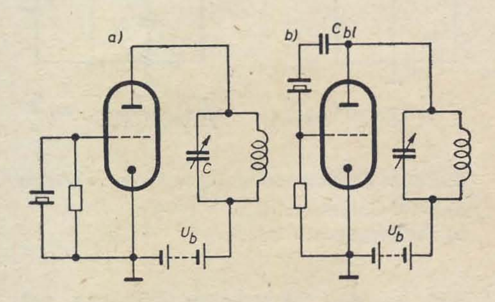


Bild 349: Kristallgesteuerte Oszillatorschaltungen (Pierceoszillatoren)
a) Kristall in Parallelresonanz
b) Kristall in Reihenresonanz

Bild 349a zeigt die Schaltung eines kristallgesteuerten Triodenoszillators. In dem hier angegebenen Huth-Kühnoszillator ist lediglich der abgestimmte Gitterkreis im Bild 346 durch den Kristall ersetzt. Die Rückkopplung erfolgt über die Gitter-Anoden-Kapazität. Der Anodenkreis ist auf eine etwas höhere Frequenz als die Kristallfrequenz abgestimmt. Der Kristall arbeitet als Parallelschwingungskreis. Auf Grund der Verstimmung durch die Halterungs- und Schaltkapazitäten erregt sich jedoch meist eine Frequenz zwischen der Reihen- und Parallelresonanz des Kristalls.

Der Einfluß des Anodenkreises auf den Schwingungszustand ist aus Bild 350 ersichtlich. Der Verlauf des Anodengleichstromes in Abhängigkeit von der Abstimmung zeigt bei Resonanz (f_r) ein Minimum. Hier schwingt die Schaltung, und die dabei entstehende Gittervorspannung verursacht das Absinken des Anodenstromes. Wird die Kreiskapazität vergrößert bzw. die Frequenz verkleinert, reißen die Schwingungen ab, weil der Anodenkreis kapazitiv[2]) wird und die Selbsterregungsbedingung nicht erfüllt

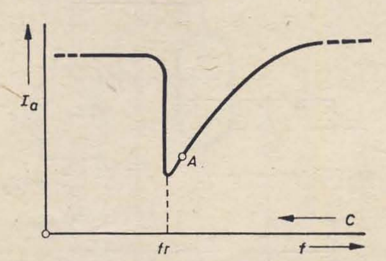


Bild 350: Einfluß der Anodenkreisabstimmung auf den Schwingungszustand des Kristalloszillators nach Bild 349a

ist. Der Anodenstrom steigt plötzlich auf den Ruhewert an. Bei stark induktivem Anodenkreis reißen die Schwingungen schließlich auch ab, weil der Außenwiderstand und damit die Verstärkung zu klein werden. Um ein stabiles Arbeiten des Oszillators zu gewährleisten, legt man den Arbeitspunkt A zweckmäßigerweise nicht in das Anodenstromminimum, sondern etwas höher (vgl. Bild 350) und erhält dadurch ein gleichmäßigeres Schwingen.

Der Gitterkondensator wird hier durch die Kapazität der Kristallhalterung gebildet. Der Gitterableitwiderstand soll so bemessen werden, daß eine starke Belastung des Kristalls vermieden wird. Sein Widerstandswert ist vom Röhrentyp abhängig und durch Versuch zu bestimmen.

Nach Bild 349b kann der Kristall auch zwischen Gitter und Anode geschaltet werden. Hier wirkt er als selektives, das heißt frequenzbestimmendes, niederohmiges Kopplungsglied mit einem Reihenresonanzwiderstand von 100 bis 1000 Ω. Der Anodenkreis muß jetzt auf eine etwas tiefere Frequenz abgestimmt werden, also kapazitiv[2]) sein, damit sich die Reihenresonanz des Kristalls ausbildet. Die Schaltung entspricht dem Collpittsoszillator, wobei die Spule durch den Kristall ersetzt ist und die beiden Kondensatoren (vgl. Bild 345) durch die Anoden-Katoden- und die Gitter-Katoden-Kapazität gebildet werden. Die Rückkopplung erfolgt über die Gitter-Katoden-Kapazität. Sie kann, wenn erforderlich, durch einen zusätzlichen Kondensator vergrößert werden.

Die abgegebene Leistung eines Kristalloszillators ist durch die maximal zulässige Erwärmung des Kristallplättchens auf nur einige Watt begrenzt. Bei starker Erwärmung, wie sie zum Beispiel bei zu fester Rückkopplung eintreten kann, besteht die Gefahr, daß der Kristall zerspringt. Je nach Schnitt und Kristallfrequenz (Plättchendicke) kann mit einem HF-Kristallstrom von etwa 50 mA bei $f > 1$ MHz bis 200 mA für $f < 1$ MHz gerechnet werden. Je Quadratzentimeter Oberfläche beträgt die Hochfrequenzbelastung 3 bis 5 W.

Obwohl eine direkte Frequenzstabilisierung mit Quarzkristallen bis 30 MHz und in Ausnahmefällen sogar bis 100 MHz durchaus möglich ist, wird man in der Regel davon Abstand nehmen, weil die erzielbare Leistung meist zu gering ist. Man verwendet den Kristalloszillator zweckmäßiger als Steuersender und erzeugt die höheren Frequenzen durch Vervielfachung der Oszillatorfrequenz.

Die Kristallstabilisierung hat den großen Nachteil, daß der Oszillator nicht abstimmbar ausgeführt werden kann.

Schwingungserzeugung durch fallende Kennlinien

Die Voraussetzung für die Schwingungserzeugung ist, wie wir bereits gesehen haben, ein negativer Widerstand im Stromkreis (fallende Kennlinie). Neben der Erzeugung fallender Kennlinien durch Mitkopplung gibt es eine Reihe von Entladungsvorgängen, die negative Widerstände aufweisen. So besitzen zum Beispiel Mehrgitterröhren mit Sekundärelektronenemission und Stromverteilung Kennlinienteile mit fallendem Charakter [vgl. Bild 89, DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 2 (1953) S. 62]. Es sind also Kennlinienbereiche vorhanden, innerhalb derer der Strom mit wachsender Spannung abnimmt, die Kennlinie „fällt". Man erhält dadurch einen negativen Röhreninnenwiderstand, der auf eine innere Mitkopplung über die Schirmgitteranodenstrecke zurückzuführen ist. Auch die fallenden Kennlinienteile verschiedener Halbleiter (zum Beispiel Germanium) sowie ähnliche Eigenschaften von Stoffen mit stark negativem Temperaturkoeffizienten können in geeigneten Schaltungen zur Schwingungserzeugung verwendet werden.

Das Dynatron nach Bild 351a arbeitet im fallenden Kennlinienteil einer Schirmgitterröhre und liefert bei symmetrischer Aussteuerung des negativen Kennlinienteiles eine oberwellenfreie, frequenzkonstante Schwingung.

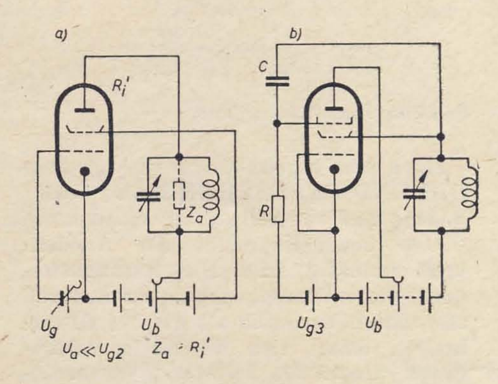


Bild 351: Schwingungserzeugung durch fallende Kennlinien
a) Dynatron b) Transitron

Wird fortgesetzt

[1]) Vgl. auch: F. Sieland, Schwingkristalle, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1954) S. 195.

[2]) In bezug auf die Kristallfrequenz.